TV
ANNO XL - OTTOBRE 1968 - Gruppo III
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
10
LIRE 500

l'antenna TV 10

dott. ing. Alessandro Banfi

I gusti degli italiani

Scrisse il grande Goethe nelle sue Memorie: « Amo l'Italia, ma non gli italiani », intendendo forse riferirsi ai gusti musicali degli italiani che, a quell'epoca, si polarizzavano intorno alle canzoni napoletane con accompagnamento di mandolini. « O sole mio » è stato per lungo tempo il simbolo dell'Italia in tutto il mondo.

Oggi, a quasi un secolo di distanza, non si può dire che la situazione sia sostanzialmente cambiata.

Sono cambiati certamente, il genere ed il ritmo melodico delle canzoni, ma non le preferenze musicali del popolo italiano.

La RAI ha condotto recentemente un'indagine sui gusti musicali degli italiani, coi seguenti risultati: come preferenze, la musica leggera ha la priorità assoluta: ottantasei italiani su cento interpellati, lo hanno dichiarato esplicitamente. Poi con molto distacco, vengono la musica operistica (39 per cento), e quella per banda (36 per cento), il jazz (16 per cento): la musica classica e sinfonica è relegata al 13 per cento. Tutto ciò evidentemente va riferito al gradimento dei radio utenti: non comprende quindi chi non ascolta la radio o la televisione, che farebbe probabilmente salire un po' quel misero 13 per cento relativo alla vera buona musica, con intendimenti culturali. Ciò risulta da quanto pubblicato dalla RAI in un recente « Quaderno » dal titolo La cultura e i gusti musicali degli italiani.

Comunque la situazione base non può allontanarsi sensibilmente dai dati suesposti.

Ma ciò che purtroppo non ci riempie d'orgoglio, è il confronto di dati analoghi raccolti fra il pubblico d'altre nazioni europee.

Ad esempio in Inghilterra, secondo un'indagine della BBC, l'indice di gradimento della musica classica è a quota 52, ed il jazz a quota 36, mentre in Svizzera la musica classica ha un indice di gradimento del 48 per cento.

Nella Germania Federale l'indice di gradimento della musica classica sale al 52 per cento, ed in Francia, paese latino più prossimo come gusti all'Italia, la musica classica è cionondimeno alla rispettabile quota 45.

E queste constatazioni non molto consolanti sul livello della cultura musicale italiana, collimano coi risultati deludenti e talvolta umilianti per i nostri canzonieri e cantanti, delle varie manifestazioni o festival che si svolgono di quando in quando all'estero, senza il minimo interesse od attenzione da parte del pubblico.

L'Italia conserva il primato europeo nell'industria dello svago, nonché nella frenesia per le canzone; gli italiani che spendono oltre 300 miliardi all'anno per la televisione, fanno della canzone una necessità di vita.

Tutto quanto precede, ovviamente non ha sapore tecnico, ma alla tecnica, o meglio all'industria, ci si riallaccia, considerando il profilo del mercato radio relativo agli apparecchi fonoriproduttori ad alta fedeltà che nei paesi europei sopracitati è piuttosto brillante mentre da noi è di modeste proporzioni. Ed a torto: perché la produzione in tale settore di parecchie industrie nazionali è veramente ottima ed in piena competizione sia di qualità che di prezzo con la migliore produzione estera.

Lo abbiamo constatato recentemente all'ultima Mostra nazionale della Radio, ove peraltro si è potuto rilevare un accresciuto, insolito interesse del pubblico per i complessi stereofonici presentati da numerose Ditte.

Potrebbe essere un sintomo di un'evoluzione salutare del gusto musicale italiano!

A.

Alfredo Ferraro

Introduzione alla televisione a colori*

31. - I TRE SEGNALI VIDEO PRIMARI (SEGNALI DI COLORE)

Si consideri un caso pratico e, in particolare, si supponga che venga ripreso, per mezzo di una telecamera a tre tubi, il soggetto illustrato in fig. 20, in cui sono presenti i tre colori primari rosso (R), blu (B), e verde (V) i tre colori composti dai primari presi a due a due, ossia, cìano ($C = V + B$), magenta ($M = R + B$) e giallo ($G = R + V$), oltre al bianco ($W = R + V + B$) e al nero (N). Si ammetta — per semplicità — che tutti i colori intervengano al massimo livello di luminanza ammissibile per ciascun colore (poichè i vari colori, a parità di potenza elettromagnetica emessa, sono caratterizzati da differenti livelli di luminanza) e si immagini che i tre canali primari siano regolati in modo che, indipendentemente da tali valori massimi, i corrispondenti valori di riferimento siano uguali per tutti e pari, per esempio, a 1 V.

(*) segue dal n. 8, agosto 1968, pag. 310.

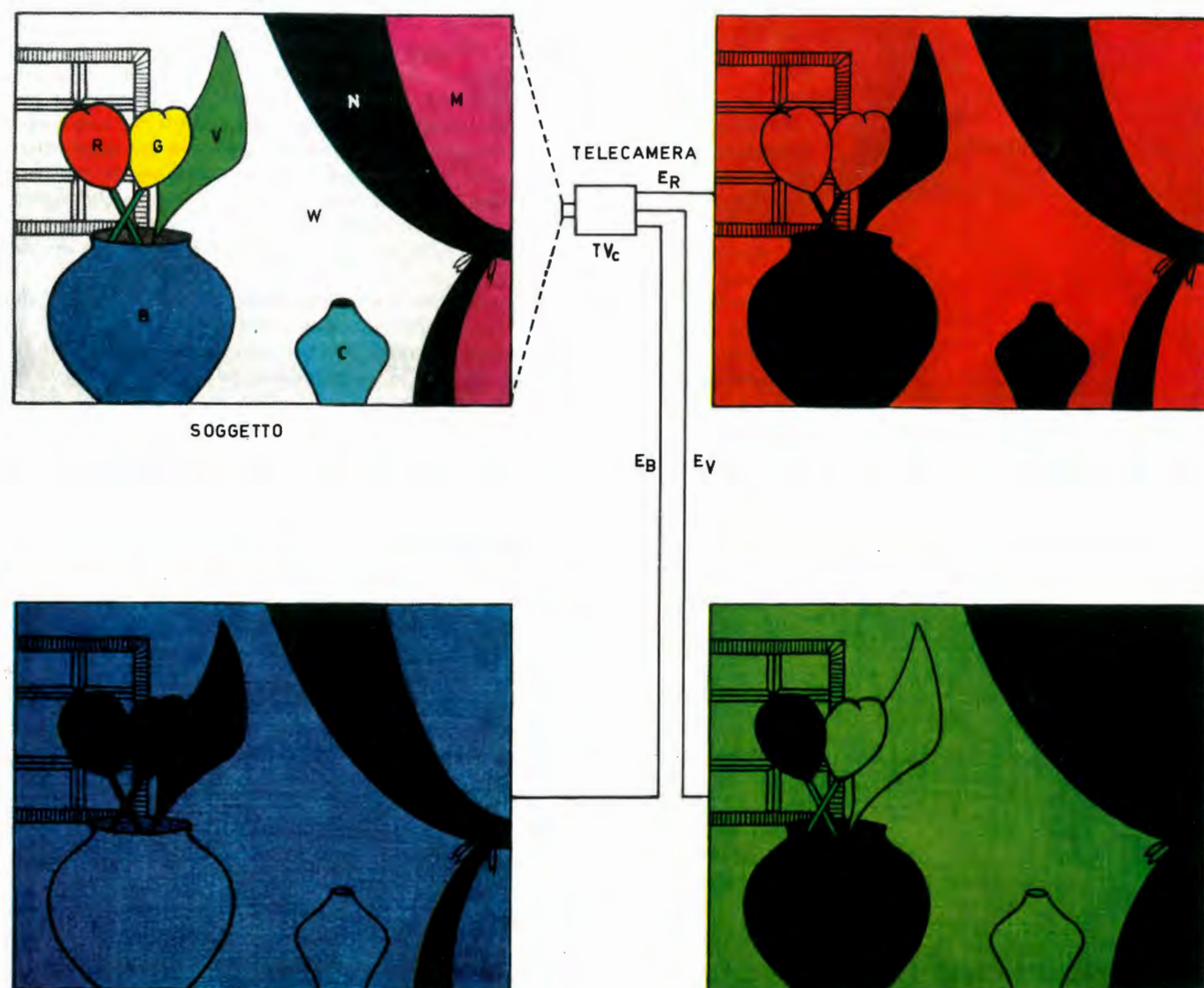



Fig. 20 - Soggetto e immagini primarie rossa, blu e verde.

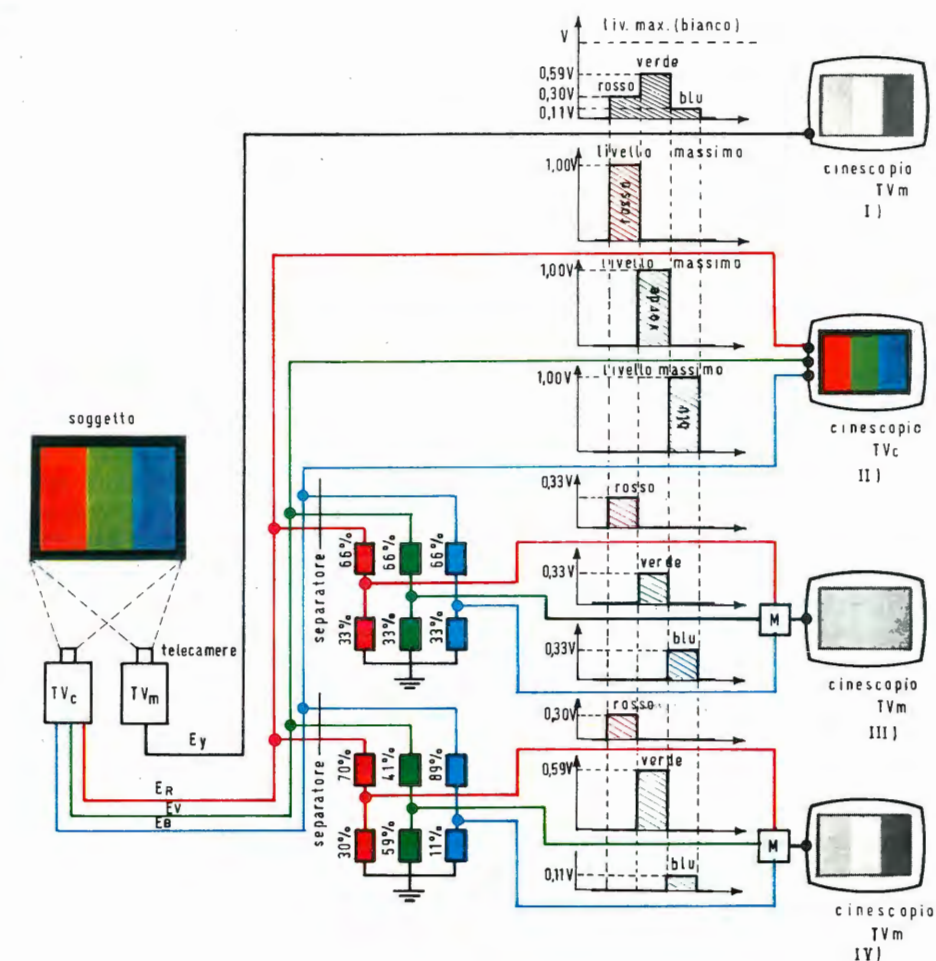



Fig. 21 - Dimostrazione sperimentale dell'opportunità di ricorrere al principio della luminanza costante per conseguire la fedele riproduzione dei grigi nella ricezione in bianco e nero compatibile.

Di conseguenza, a seconda del colore, la tensione di 1 V corrisponde a diverse luminanze, pur essendo sempre relativa alla massima luminanza con cui quel determinato colore primario può intervenire.
All'uscita della telecamera TVc, sono così disponibili tre segnali video E_R, E_V ed E_B, destinati a pilotare, al termine della catena e attraverso determinate correzioni (di cui nel nostro studio semplificato non terremo conto), i tre elettrodi di controllo del cinescopio TVc. È interessante analizzare l'immagine cui ciascuno di questi tre segnali video darebbe luogo, se fosse utilizzato da solo per pilotare la sezione di tubo TVc di quel determinato colore, essendo i due elettrodi di pilotaggio degli altri due colori primari, polarizzati all'interdizione.

32. - IMMAGINE ROSSA

L'immagine rossa è quella che verrebbe riprodotta sullo schermo del cinescopio TVc, se venisse utilizzato soltanto il segnale E_R, per pilotare l'elettrodo di comando del fascio elettronico, destinato all'eccitazione delle particelle di fosforo rosso.
Come si vede in fig. 20, detta immagine è caratterizzata dalla massima luminanza del tulipano rosso, perchè tale, e del tulipano giallo, in quanto il giallo contiene il rosso; pure la tenda color magenta — avendo il rosso come componente — è luminosa, oltre allo sfondo che, essendo bianco, contiene tutti i colori e, pertanto, anche il rosso. Risultano invece neri, oltre al nero, gli altri due primari (foglia e vaso grande) e il vaso piccolo che — essendo color cìano — non contiene il rosso.

33. - IMMAGINE VERDE

Analogamente a quella rossa, l'immagine verde si otterrebbe pilotando la sola griglia del cinescopio, relativa al fascio destinato a eccitare le particelle di fosforo

verde, per mezzo della tensione E_V. Sono così luminosi la foglia verde, il tulipano giallo e il vaso ciano, oltre al bianco, mentre sono neri — non presentando componente verde — il tulipano rosso, il vaso blu, relativi agli altri due primari, e la tenda magenta, che non contiene il verde. Il nero, ovviamente, rimane nero.

34. - IMMAGINE BLU

I due vasi sono entrambi luminosi, il più grande, poichè è di colore primario blu, e il più piccolo, in quanto contiene il blu come componente. Pure la tenda è luminosa, essendo il blu componente del magenta. Sono invece neri, non contenendo il blu, i fiori, la foglia, nonchè il nero, che è assenza di luce. Il bianco è luminoso come sempre, contenendo il blu, assieme agli altri due primari.

35. - PRINCIPIO DELLA LUMINANZA COSTANTE

Una emissione a colori, per essere ricevuta in bianco e nero dai normali televisori, deve essere caratterizzata — come sappiamo — dalla presenza di un segnale di luminanza, ossia in bianco e nero, identico a quello che caratterizza le ordinarie emissioni TVm. In sostanza, i tre segnali E_R, E_V ed E_B, forniti dalla telecamera TVc, devono essere utilizzati in modo da permettere, oltre alla riproduzione delle immagini a colori, per mezzo di un cinescopio a tre fasci, anche la formazione di una tensione E_Y, identica a quella presente nell'unica uscita di una telecamera TVm. Per comprendere come tale tensione venga ottenuta, si consideri la fig. 21, la quale ha scopo puramente dimostrativo.
Un soggetto costituito da un cartellone a tre barre dei tre colori primari alla massima luminanza, viene ripreso contemporaneamente con una telecamera TVm a un solo tubo e con una telecamera TVc a tre tubi. La prima fornisce il segnale in bianco e nero E_Y, la seconda, i tre segnali E_R, E_V ed E_B. Ammettiamo che il livello del bianco del segnale E_Y sia di 1 V. Supponendo che l'andamento della sensibilità della telecamera coincida con quello che caratterizza la sensibilità dell'occhio umano (ciò che in realtà è vero soltanto con grossolana approssimazione), il diagramma dei livelli di una riga d'immagine sarà tale da corrispondere per il rosso, il verde e il blu, alle tre tensioni di 0,30 V, 0,59 V e 0,11 V. Infatti, il verde è il colore cui il nostro occhio (e la telecamera TVm) è maggiormente sensibile e massima risulta quindi la sua luminanza. Successivamente, vengono il rosso e il blu, essendo quest'ultimo il meno luminoso. Sullo schermo del tubo TVm, indicato in figura con I), le tre barre saranno distinte l'una dall'altra per luminanza (non certo per colore, essendo lo schermo neutro), con prevalenza del verde: questo è il caso dell'ordinaria trasmissione TVm.
Il cinescopio II) è invece a tre fasci e sul suo schermo, essendo il tubo pilotato dalle tre tensioni E_R, E_V ed E_B, comparirà la riproduzione fedele a colori, del soggetto. Prescindendo dall'efficienza dei tre fosfori all'eccitazione, le tre tensioni saranno coincidenti e tutte di 1 V, essendo massime per ipotesi le tre luminanze. Sarà l'occhio che, all'osservazione dello schermo, doserà le tre luminanze, come se venisse direttamente osservato il soggetto. Immaginiamo ora di utilizzare le tre tensioni E_R, E_V ed E_B, per pilotare il cinescopio TVm III). Poichè il livello del bianco corrisponde per ipotesi a 1 V, verrebbe spontaneo (e così si fece agli inizi della tecnica TVc) di disporre prima del miscelatore M, tre partitori uguali, tali da consentire lo sfruttamento di un terzo di ciascuna delle tre tensioni di colore. Con un tale procedimento, tuttavia, i tre colori primari verrebbero elaborati tutti alla stessa stregua, indipendentemente dal loro apporto di luminanza, nella formazione del bianco, che è invece fatto più di verde che di rosso e più di rosso che di blu; conseguentemente, oltre ad essere falsati tutti i livelli di luminanza, essi risulterebbero identici per i tre primari, che si confonderebbero fra loro. È infatti evidente in figura, l'uniforme luminescenza dello schermo del cinescopio III), con impossibilità di discernere una barra dall'altra. È allora necessario differenziare elettricamente le tre luminanze che l'occhio non può distinguere appunto perchè — essendo lo schermo neutro e comunque monocromatico [1] non sussiste alcuna possibilità di selezione psico-fisiologica, basata sull'andamento non lineare della sensibilità spettrale dell'occhio.
Si giunge così alla disposizione utilizzata nel pilotaggio del tubo TVm IV), in cui i tre partitori a monte del miscelatore sono caratterizzati da prese intermedie, che consentono di utilizzare il 30% di rosso, il 59% di verde e l'11% di blu: l'immagine ottenuta è pertanto identica a quella di cui al tubo I), pilotato dal segnale rilevato dalla telecamera monocromatica TVm.
Il principio descritto si chiama di *luminosità costante*, in quanto ciascun colore primario interviene, nel procedimento monocromatico, con livelli proporzionali agli effettivi contributi di luminosità che esso fornisce all'occhio umano.

(1) In senso lato, tuttavia, in quanto il bianco è in realtà mescolanza di tutti i colori.

36. - INFORMAZIONI NECESSARIE

Un trasmettitore che irradi un programma TVc deve, in definitiva, fornire quattro informazioni distinte, ossia:

Informazione di luminanza	da utilizzarsi da parte dei televisori TVm, per l'ottenimento dell'immagine neutra (in bianco e nero), conformemente al principio della compatibilità.
Informazione di colore del rosso *Informazione di colore del verde* *Informazione di colore del blu*	da utilizzarsi da parte dei televisori TVc, per l'ottenimento dell'immagine a colori.

A prima vista, potrebbe sembrare indispensabile la trasmissione di tutte e quattro queste informazioni. In realtà, è possibile trasmetterne solamente tre, in quanto l'informazione di luminanza è univocamente definita dalle tre informazioni di colore; si può pertanto rinunciare alla trasmissione di una delle quattro informazioni, ricavandola poi dalle altre tre. Poichè i televisori TVm non sono dotati di circuiti atti alla elaborazione del segnale di luminanza dai tre segnali di colore, è evidente l'impossibilità di eliminare la trasmissione di quel segnale. Al momento opportuno, parleremo pure di altre ragioni di particolare importanza, che impongono di seguire questa via. È invece possibile eliminare uno dei tre segnali di colore, che i televisori TVc ripristinano, anche se non trasmesso. Poichè l'informazione non trasmessa è quella del verde [2], nei televisori a colori, tale informazione viene elaborata dalle informazioni del rosso e del blu, convenientemente trattate, con l'ausilio dell'informazione di luminanza. Il concetto è semplice e dimostrabile per mezzo del cosiddetto « conto della serva ». Infatti, supponendo per esempio, che siano state spese duemila lire per acquistare burro, formaggio e pane, è evidente che, se il pane è costato trecento lire e il burro mille, non è necessario che venga comunicato il prezzo del formaggio: esso non può essere costato che: 2000 — —(300 + 1000)=700 lire, anche se non viene fornita la relativa informazione.
Concludendo, tre informazioni sono sufficienti, per farne conoscere quattro. La sola differenza fra l'esempio dato e il caso tecnico, consiste nel fatto che, avendo a che fare con tensioni elettriche, le quali non sono mutuamente sottraibili, le differenze vengono circuitalmente ottenute sommando alla tensione minuenda la tensione sottraenda, previa inversione del segno.

37. - ESEMPIO PRATICO

In fig. 22 è schematizzato, semplificato al massimo, un esempio pratico. A sinistra (lato trasmissione), compare un soggetto, costituito da un cartellone a barre verticali, ripreso da una telecamera TVc. Il lato ricezione è a destra e, in esso, vengono ottenute due immagini del soggetto, una neutra, per mezzo di un cinescopio TVm, e una a colori, per mezzo di un cinescopio TVc. È evidente come la linea AB, che rappresenta la separazione fra il lato trasmissione e il lato ricezione, sia attraversata da tre soli collegamenti, ciò che conferma quanto detto, ossia, la possibilità di limitare a tre soltanto, le informazioni necessarie. La figura rappresenta, evidentemente, il caso della trasmissione a circuito chiuso, essendo ancora prematuro parlare di trasmissione via radio.
Nei paragrafi successivi, verranno analizzate le sette barre una per una, in modo che il lettore possa rendersi conto del meccanismo della trasmissione.

38. - BARRA VERDE (V)

La barra verde interviene, per ipotesi, alla massima luminanza ammissibile per questo colore, ossia al 100%. In uscita dalla telecamera, sono nulli i valori delle tensioni E_R ed E_B, corrispondenti agli altri due primari, mentre è massima la tensione E_V. Detta tensione, dopo la correzione del gamma (γ), necessaria in ogni canale, per adeguare l'andamento della tensione di pilotaggio a quello che caratterizza la luminanza del fosforo del cinescopio, assume il valore corretto E'_V. Questo valore è di 1 V, poichè abbiamo convenuto che tale valore corrisponda alla massima luminanza (100% di segnale). Per mezzo del partitore resistivo verde e per la ragione nota, viene preso il 59% di E'_V (ossia, 0,59 V) che, attraverso il sommatore 1 (in cui non avviene in questo caso somma alcuna, essendo E'_R ed E'_B nulli), va a pilotare l'elettrodo di controllo del cinescopio TVm. La barra

(2) La scelta cade sul segnale del verde, in quanto caratterizzato da componenti inferiori all'unità, con conseguente necessità di minore amplificazione e di un migliore rapporto segnale disturbo nell'informazione ricostruita.

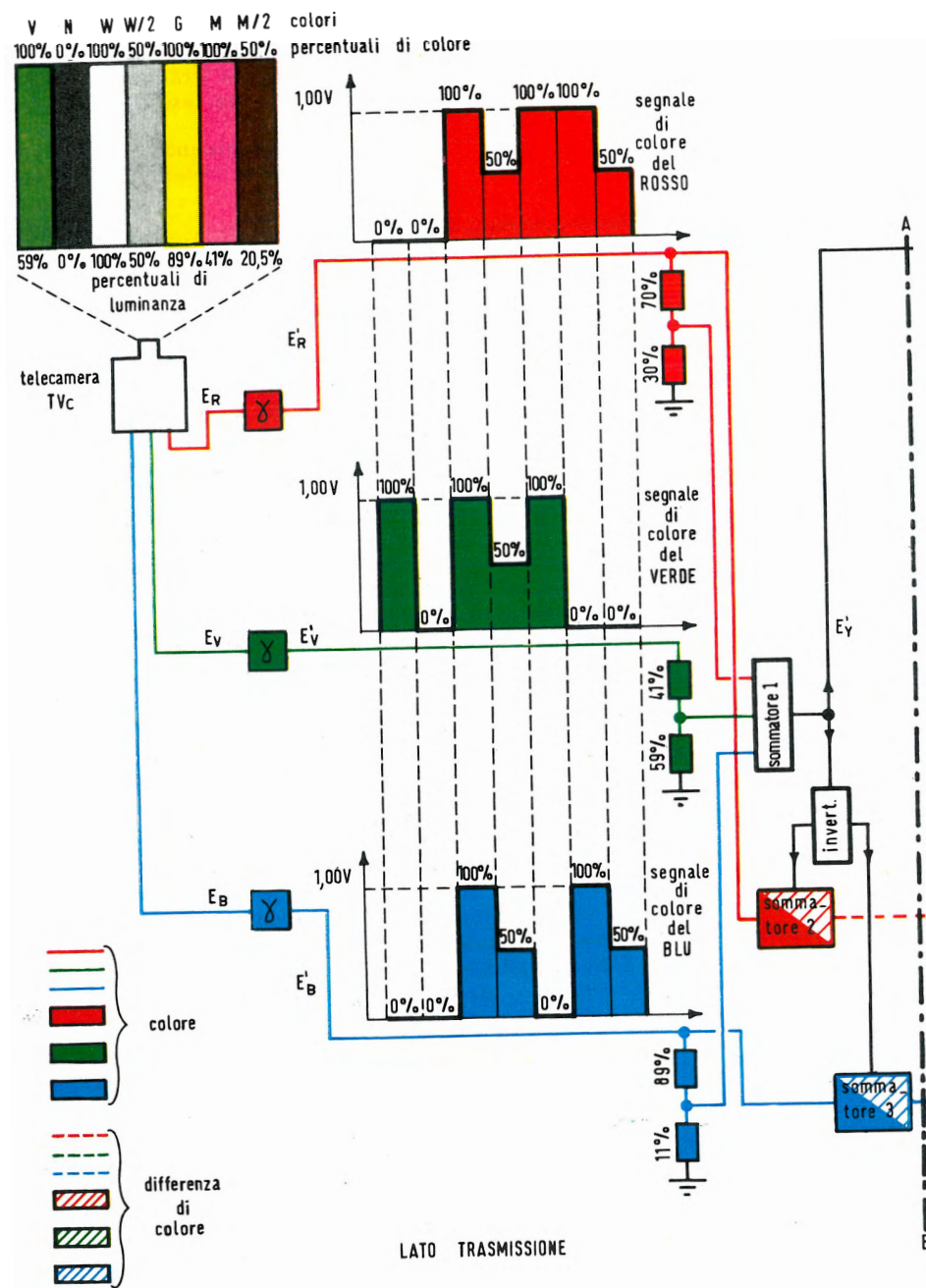
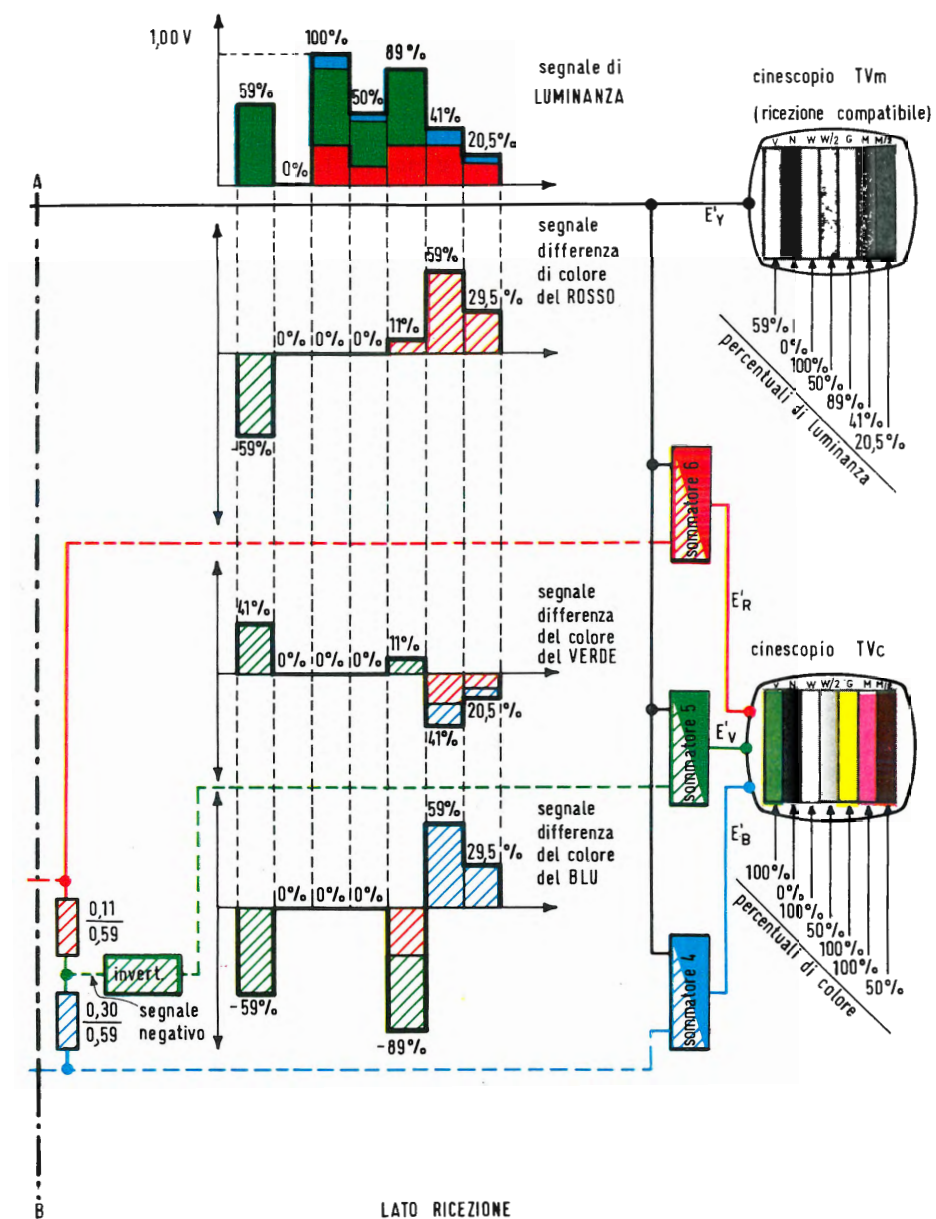



Fig. 22 - Schema semplificato, relativo alla formazione dei segnali differenza di colore (d.d.c.) e alla utilizzazione di due soltanto di essi (costituenti il segnale di crominanza).

verde viene così riprodotta in grigio, al livello del 59 % rispetto al bianco, considerato del 100 %, essendo — come sappiamo — appunto del 59 % la massima luminanza del primario verde, con riferimento al livello della luminanza bianca (massima).

Passando al pilotaggio del cinescopio TVc, è importante notare subito che è il segnale E'_V che non viene trasmesso, perchè la tensione del verde corrisponde al « prezzo del formaggio », taciuto nell'esempio sopra riportato. Ma viene invece trasmessa l'informazione relativa ai due segnali del rosso e del blu che, nel caso particolare, sono nulli, ovvero, $E'_R = 0$ ed $E'_B = 0$. Questi due segnali, prelevati a monte dei relativi partitori, vengono singolarmente sommati alla luminanza invertita di segno (che vale $-E'_Y = -0{,}59$ V), nei due sommatori 2 e 3, dando luogo ai due segnali *differenza di colore* (d.d.c.), mutuamente coincidenti e ovviamente pari a —0,59 V. Nei sommatori 4 e 6, i due segnali d.d.c. del rosso e del blu vengono a loro volta sommati alla luminanza positiva che, essendo a essi uguale e contraria, li annulla. È pertanto evidente come, in corrispondenza della prima barra, sullo schermo TVc non risultino eccitate le particelle dei fosfori rosso e blu.

Sappiamo invece che, per tale barra, devono essere eccitate alla massima luminanza le particelle verdi, pertanto, mentre le tensioni E'_R ed E'_B, applicate agli elettrodi di comando delle sezioni rossa e blu del tubo, sono nulle, all'elettrodo di comando del fascio del verde, deve risultare applicata la tensione $E'_V = 1{,}00$ V. Poichè 0,59 V sono già forniti dal canale di luminanza, è necessario disporre di altri 0,41 V che, sommati a questi 0,59 V nel sommatore 5, diano appunto la tensione occorrente di 1,00 V, per il pilotaggio del verde. La tensione menzionata viene ottenuta nel partitore di tensione derivato fra i due segnali d.d.c. del rosso e del blu, ai cui due rami vengono assegnati i valori definiti dai rapporti 0,11/0,59 e 0,30/0,59 (valori che, nei circuiti reali, sono più pratici, grazie al gioco delle amplificazioni, venendo inoltre modificati dalle reciproche influenze dei vari circuiti). Grazie a semplici considerazioni teoriche, il valore della tensione d.d.c. del verde, risulta dato da: —0,59(0,30/0,59) —0,59(0,11/0,59) = —0,11 —0,30 = —0,41 V, ossia, proprio il valore che, invertito di segno e sommato agli 0,59 V della luminanza, dà la tensione necessaria di 1,00 V, che deve pilotare la sezione del verde.

In fig. 23, in cui sono indicate le tensioni nei vari punti del circuito e nei diversi casi, sarà di particolare aiuto al lettore, nell'analisi del comportamento del circuito stesso, in corrispondenza delle varie barre.

39. - BARRA NERA (N)

Poichè il nero è assenza di luminosità è evidente come, in ogni punto del circuito, sia nullo il valore delle varie tensioni, con conseguente mancata eccitazione degli schermi dei due tubi, in corrispondenza della barra nera.

40. - BARRA BIANCA (W)

La barra bianca fornisce valori unitari di tutti e tre i primari, ossia, $E'_R = E'_V = E'_B = 1{,}00$ V. Prendendo, mediante i tre partitori, il 30% di rosso, il 59% di verde e l'11% di blu, e sommando le tre tensioni nel sommatore 1, la tensione E'_Y all'uscita è evidentemente di 1,00 V (luminanza) e il tubo TVm riproduce la barra al livello del bianco. Nei sommatori 2 e 3, le due tensioni E'_R ed E'_B si

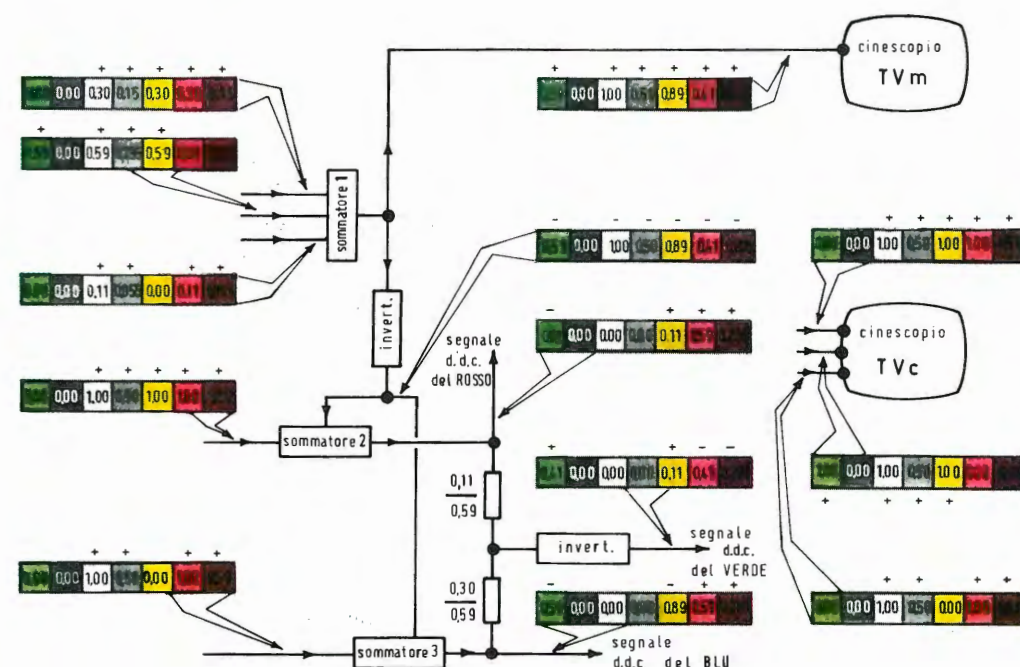



Fig. 23 - Le varie tensioni nei diversi punti della catena.

elidono, essendo uguali e contrarie alla luminanza negativa, per cui non si hanno segnali d.d.c. I tre elettrodi di controllo del tubo TVc risultano tutti pilotati dalla tensione di 1,00 V della luminanza (facendo astrazione delle correzioni volute dalle differenti efficienze dei fosfori) e tutti e tre i tipi di fosfori si eccitano al massimo livello, dando il bianco.

41. - BARRA GRIGIA (W/2)

È un caso analogo al precedente, con la sola differenza che il livello della luminanza è del 50%, ossia, si hanno 0,50 V, in luogo di 1,00 V[3]. Sia l'elettrodo di comando del tubo TVm, sia i tre elettrodi del tubo TVc, risultano pilotati a tensioni metà, per cui la banda risulta in entrambi i tubi, grigia a livello medio.

(3) Per semplicità, non si è tenuto conto della correzione della Y.

42. - BARRA GIALLA (G)

Essendo $E'_R = 1{,}00$ V, $E'_V = 1{,}00$ V ed $E'_B = 0{,}00$ V, la luminanza è data dal 30% di rosso più il 59% di verde, per cui il tubo TVm riproduce tale barra al grigio tenue dell'89%, rispetto al livello del bianco. Gli ingressi del sommatore 2 vengono alimentati con 1,00 V e — 0,89 V rispettivamente, per cui la tensione d.d.c. del rosso risulta di 0,11 V; agli ingressi del sommatore 3, invece, sono applicate le tensioni di 0,00 V e —0,89 V, con conseguente tensione d.d.c. del blu di —0,89 V. La tensione d.d.c. del verde risulta allora essere: 0,11(0,30/0,59)— —0,89(0,11/0,59) = —0,11 V, pari a 0,11 V, dopo l'inversione.

Gli 0,89 V della luminanza, nei due sommatori 5 e 6, addizionandosi con le due tensioni uguali di 0,11 V dei segnali d.d.c. del rosso e del verde, consentono il ripristino dei segnali originari di colore di 1,00 V, con i quali vengono pilotati i fasci elettronici del rosso e del verde, mentre il segnale d.d.c. del blu è di —0,89 V, che si elidono nel sommatore 4, con gli 0,89 V della luminanza.

43. - BARRA MAGENTA (M)

In questo caso, è nullo il segnale del verde, mentre sono unitari quelli del rosso e del blu. La luminanza è allora data dal 30% di rosso e dall'11% di blu, pari quindi a 0,41 V, con i quali viene pilotato il tubo TVm. Nel sommatore 2, le tensioni di 1,00 V e di —0,41 V danno il segnale d.d.c. del rosso che risulta di 0,59 V; nel sommatore 3, si addizionano le stesse tensioni, per cui il segnale d.d.c. del blu risulta ancora di 0,59 V. Il segnale d.d.c. del verde, invece, vale 0,59(0,30/0,59) + + 0,59(0,11/0,59) = 0,41 V, che diventano — 0,41 V, dopo l'inversione.

Nel sommatore 5, gli 0,41 V della luminanza si annullano con i —0,41 V d.d.c. del verde, e il relativo elettrodo rimane pilotato all'interdizione. Gli altri due elettrodi, pilotati entrambi con 0,59 + 0,41 = 1,00 V, portano il rosso e il blu alle loro massime luminanze (barra magenta).

44. - BARRA MAGENTA A MEZZA LUMINANZA (M/2)

È lo stesso caso precedente, salvo che tutti i livelli risultano ridotti del 50%. La luminanza con cui viene pilotato il tubo TVm è allora di 0,205 V, mentre i due elettrodi di comando del rosso e del blu del tubo TVc, sono pilotati con 0,50 V. I due segnali d.d.c. del rosso e del blu, nel loro insieme, costituiscono pertanto il segnale di crominanza che, in definitiva, non è un segnale video semplice come quello di luminanza, bensì un segnale video composto, le cui due componenti sono modulate dai due segnali d.d.c. del rosso e del blu.

Concludendo, una trasmissione TVc è caratterizzata dall'emissione di:

— un segnale di luminanza, identico a quello delle ordinarie emissioni TVm;

— un segnale sussidiario di crominanza, costituito da due componenti che « informano » di come deve risultare colorata l'immagine definita dal precedente.

È evidente come, in corrispondenza delle barre *N*, *W* e *W*/2, siano nulli i tre segnali d.d.c. È infatti comprensibile che le immagini o le parti di immagine incolore, siano caratterizzate dalla presenza della sola informazione di luminanza.

(continua)

Diodo miniaturizzato che permette forti risparmi

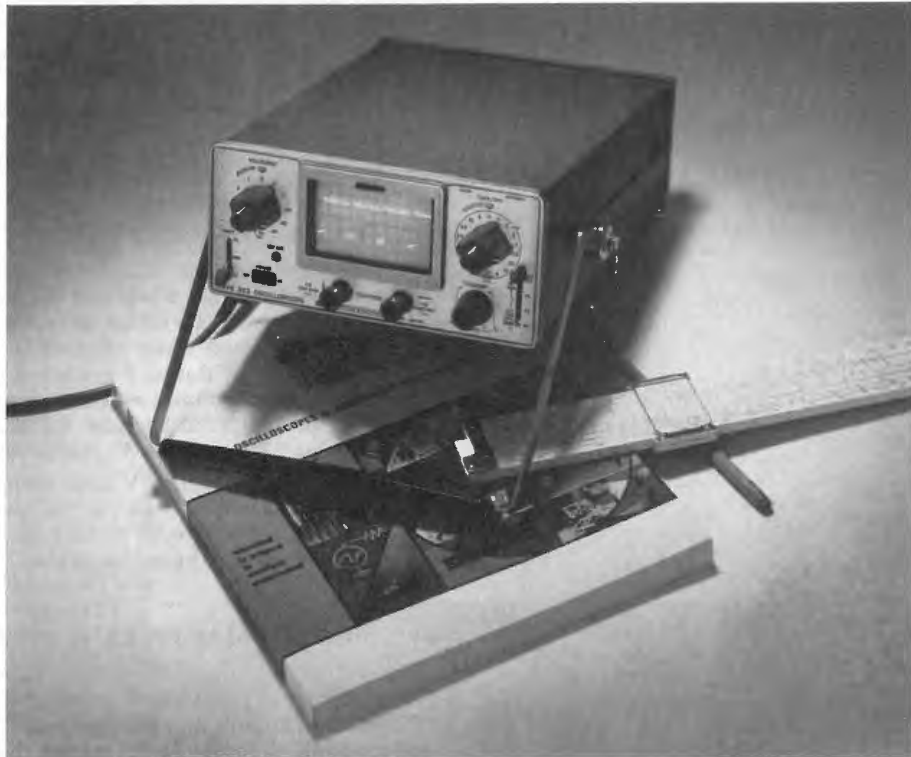
La SGS ha introdotto un nuovo diodo miniaturizzato « microglass », il BAW28, per circuiti critici che richiedono diodi a bassa capacità, alta conduttanza, bassa dissipazione intrinseca di potenza ed elevata velocità.

Aggiungendosi al già esistente BAX79, pure microglass, il BAW28 ha una caduta diretta di tensione di 1 V massimo a 100 mA e una corrente di fuga di 0,2 μA ($V_R = 30$ V) a 25 °C. Il tempo di ricupero inverso è 6 nsec.

Il contenitore microglass garantisce il funzionamento in un campo di temperature da — 55 a + 150 °C.

Come il dispositivo già esistente, il nuovo diodo può essere fornito in gruppi racchiusi in moduli di resina epossidica per soddisfare particolari requisiti, in modo da ottenere nelle apparecchiature sostanziali risparmi di spazio e costo di assemblaggio. *A.*

a. n.

Un nuovo oscilloscopio portatile con banda dalla continua a 4 MHz

L'oscilloscopio 323 Sony - Tektronix è costruito in Giappone.

La Tektronix Inc. annuncia che è disponibile sul mercato il nuovo oscilloscopio portatile tipo 323 della Sony-Tektronix; lo strumento ha la piena autonomia di alimentazione per un giorno intero di funzionamento.
L'oscilloscopio tipo 323, completamente a semiconduttori, larghezza di banda 4 MHz, portatile, consente all'operatore di scegliere per l'alimentazione dello strumento la c.a., o la c.c., o le batterie incorporate. Le sue piccole dimensioni e il suo modesto peso, unitamente ad un consumo di potenza estremamente basso, lo rendono preziosissimo per l'espletamento del servizio di manutenzione « sul posto ».
Le batterie interne permettono un funzionamento continuato fino a 8 ore, sufficiente cioè per un'intera giornata lavorativa.
Il consumo, con alimentatore c.c. esterno (da 6 a 16 V) può arrivare a 4,5 W (normalmente bastano 1,6 W), mentre raggiunge 14 W con alimentazione dalla rete c.a. (115 V c.a.).
La larghezza di banda di 4 MHz si ha con il fattore di deviazione di 10 mV/div. Nelle applicazioni a basso livello, il fattore di deviazione di 1 mV/divisione si ha in corrispondenza della larghezza di banda di 2,75 MHz.
Le velocità di vobulazione vanno da 5 μsec/div. a 1 sec/div. Un amplificatore × 10, aumenta il ritmo di vobulazione a 0,5 μsec/div.
Un unico bottone di comando provvede alla determinazione automatica o manuale dell'entità della deviazione di vobulazione, pendenza positiva o negativa. In assenza di segnale, il modo automatico di eccitazione fornisce una linea di base brillante di riferimento a tutte le velocità di vobulazione.
Il tubo a raggi catodici è provvisto di un catodo a riscaldamento diretto a basso consumo, e fornisce un'immagine utile dopo 2 secondi dall'accensione. Una grata interna 6×10 divisioni (1 div. = ¼ di pollice) non illuminata permette di fare misure esenti dall'errore di parallasse.
Il mod. 323 ambientalizzato è progettato in modo da lavorare in prove di temperatura, altitudine, umidità, vibrazioni e urti, per la simulazione delle condizioni ambientali, che si possono incontrare nei lavori con strumenti portatili. *A.*

a. f.

Il giradischi Lenco, modello L-75, apparecchio hi-fi dalle caratteristiche brillanti

Fig. 1 - Il motore del Lenco L 75. Una ruota di frizione disposta verticalmente trasmette la rotazione dall'asse conico del motore al bordo interno del piatto portadischi.

Questo nuovo giradischi Lenco sostituisce l'affermato Modello L-70 che ha dato molte soddisfazioni a tanti amici dell'Hi-Fi.
Non c'è da rammaricarsi per la scomparsa dell'L-70 in quanto, per ciò che riguarda la meccanica l'L-75 è identico salvo qualche apprezzabile miglioramento.
Il meccanismo semplice ed efficace è stato mantenuto; il peso del piatto, bilanciato dinamicamente è stato aumentato e l'estetica migliorata. Inoltre nell'angolo di sinistra può essere applicato l'asse del dispositivo di pulitura dei dischi. (Lenco Clean).
In un punto essenziale l'L-70 era superato: il braccio pick-up. Esso non era adatto per l'uso delle nuove perfettissime testine magnetiche. Ed è in questo che l'L-75 risulta notevolmente migliorato in confronto all'L-70.
Il suo braccio infatti ha una geometria identica a quella dell'apprezzatissimo P-77. Come si vede in fig. 1 la geniale meccanica dell'L-70 è rimasta completamente invariata. La ruota di trazione viene messa in movimento dall'asse del motore ed agisce direttamente sul fondo del piatto.
Grazie alla conicità dell'asse del motore i giri del piatto possono essere regolati tra 16 o 78 con continuità. Ci sono poi dei punti semifissi per la taratura delle 4 velocità nominali, 16 / 33 / 45 e 78 giri.
Le nostre misure sul meccanismo hanno dato i seguenti risultati: variazioni dell'andamento continuo misurato secondo DIN con apparecchio E.M.T. 420 A ± 0,06%;
distanza rumble della tensione esterna secondo DIN 39 dB;
distanza rumble della tensione di rumore secondo DIN 58 dB.
Con questi risultati la meccanica supera di 4 dB e 3 dB le tensioni di rumble richieste dalle norme DIN 45.500.
Per ciò che riguarda l'andamento continuo i risultati sono nettamente superiori alla misura richiesta fissata in +0—0,2%. Un elogio particolare spetta alla sospensione della piastra sul basamento. Essa è stata realizzata con una combinazione gommini-molle al fine di rendere il giradischi poco sensibile alle vibrazioni a frequenza molto bassa.

1. - IL BRACCIO

Il braccio (fig. 2) consiste in un tubo di alluminio supportato orizzontalmente su cuscinetti a punte ferme. L'equilibrio viene regolato semplicemente spostando il contro-peso, che è eccentrico, compensando così la coppia dovuta alla angolazione del portatestina.
Parte di questa compensazione, bisogna considerarlo, è creata dal piccolo peso, posto sul perno graduato, che serve per la regolazione della pressione della testina.
Il portatestina, leggerissimo, ha una piastrina scorrevole, sulla quale viene fissata la testina. Così è possibile in ogni caso aggiustare la posizione della puntina per avere il minimo errore di tangenza. Per questo è utile l'opportuno calibro di cartoncino di cui è corredato il giradischi.

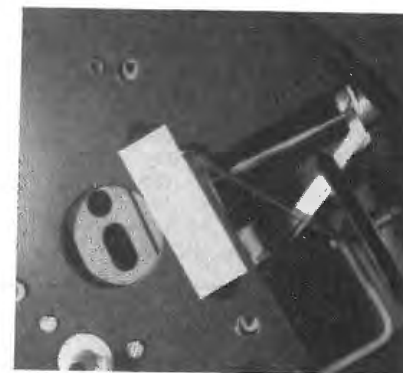
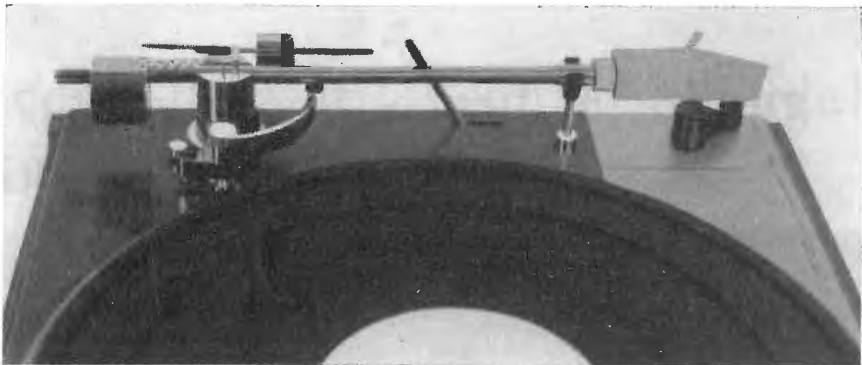



Fig. 2 - Vista laterale generale del braccio fonografico.

Tabella 1 - Forza dello skating sul Lenco L-75

Pressione in pond	Correzione skating	Forza dello skating in mp
0,5	—	esterno + 20 a + 50
		centro + 20 a + 50
		interno + 20 a + 50
	Piccolo peso 1° anello	esterno — 20 a + 20
		centro — 20 a + 20
		interno — 20 a + 20
0,8	—	esterno + 50 a + 80
		centro + 80 a + 110
		interno + 50 a + 110
	Piccolo peso 2° anello	esterno — 20 a — 10
		centro — 20 a + 20
		interno — 20 a + 20
1	—	esterno + 80 a + 100
		centro + 80 a + 110
		interno + 100
	Piccolo peso 3° anello	esterno 0
		centro 0
		interno — 20 a 0
1,5	—	esterno + 100
		centro + 100 a + 150
		interno + 100 a + 150
	Piccolo peso 4° anello	esterno — 20
		centro — 10 a + 10
		interno — 40 a — 10
2	—	esterno + 150
		centro + 140
		interno + 150
	Grosso peso 1° anello	esterno + 20
		centro 0
		interno — 20
3	—	esterno + 180
		centro + 150
		interno + 150
	Grosso peso 2° anello	esterno — 10 a + 10
		centro — 10 a + 10
		interno + 30

Il braccio è dotato di un dispositivo anti-skating molto semplice ma funzionale. Si deve scegliere, secondo la pressione, uno dei due pesi forniti che verrà spostato su un apposito perno in base ad un diagramma allegato al giradischi.

Per l'abbassamento del braccio si agisce sulla leva, posta alla sua destra alloggiata su una fessura della piastra, che mette in funzione un dispositivo idraulico di discesa moderata a sufficienza. Il supporto per l'abbassamento è realizzato in modo tale che la frizione idraulica agisca in qualsiasi punto del disco.

Altre caratteristiche del braccio sono:

lunghezza 227,1 mm;
distanza dall'asse del piatto all'asse del braccio 210 mm;
sporgenza della puntina (regolabile) 17 mm;
angolazione del portatestina 23° 12'.

L'errore di tangenza è riportato nel diagramma di fig. 3.

Tabella 2 - Test di lettura dell'-L75 con testina shure V 15 II

Press. in pond	CBS STR 111 Orizzontale	CBS STR 111 Verticale	dhfi nr. 2 Orizzontale	dhfi nr. 2 Verticale
0,5	21,4 μ non pulito	21,4 μ non pulito	20 μ non pulito	20 μ non pulito
0,8	36,7 μ pulito	36,7 μ quasi pulito senza anti-skating	30 μ quasi pulito	30 μ pulito
1,0	44,6 μ pulito	36,7 μ pulito	40 μ non pulito	40 μ pulito
1,2	44,6 μ pulito	44,6 μ pulito	40 μ pulito	50 μ quasi pulito
1,5	63 μ pulito con armonica	44,6 μ pulito	90 μ quasi pulito con armonica	50 μ pulito
1,8	89 μ pulito con armonica	44,6 μ pulito	100 μ pulito su 70 μ con armonica	50 μ pulito
2	89 μ pulito su 63 μ con armonica	44,6 μ pulito	100 μ pulito su 70 μ con armonica	50 μ pulito

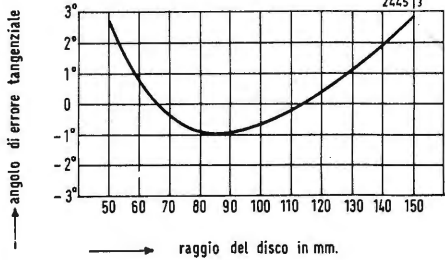



Fig. 3 - Angolo di errore tangenziale al solco in funzione del raggio del disco.

2. - DISPOSITIVO ANTI-SKATING

Nella tabella n. 1 si può vedere quali forze di skating agirebbero sul braccio senza la correzione, con quale peso ed in quale punto vengono compensate. Il fatto che la forza dello skating dipende un po' dal raggio del disco non ha niente a che fare con la sistemazione della forza dello skating, ma dipende dall'influenza delle forze d'attrito e dalla coppia, ridottissima che deriva dai cavetti pick-up.

Si constata quindi che il dispositivo anti-skating, per quanto semplice funziona egregiamente.

3. - TEST DI LETTURA

Usando una testina Shure V-15 II, il disco CBS-STR-111 e il disco DHFI n. 2 il braccio è stato provato, sulla sua capacità di lettura, a 300 H2 regolando lo skating su tale riferimento. I risultati sono visibili nella tabella n. 2.

Se vengono confrontati con quelli dell'M9BA (vedere test nel giornale) si vede che con pressioni molto basse, dove l'influenza delle forze di skating è minima, l'M9BA è nettamente superiore al Lenco L-75. Da 1,5 p. in su, ossia con forze di skating maggiori, che sull'M9BA non vengono compensate a causa dell'insufficienza della correzione dello skating, il risultato è opposto a favore dell'L-75.

Questo è tutto chiaro perchè con pressioni di lettura maggiori diminuisce l'influenza delle forze d'attrito e aumentano notevolmente le forze di skating.

Si potrebbe dire ora che bracci di alta qualità vengono costruiti per testine di alta qualità richiedenti basse pressioni di lettura ma bisogna anche dire che un giradischi come l'L-75, il cui costo è ottimo deve essere adatto anche per testine meno costose che richiedono pressioni di lettura più alta.

In ogni modo il test di lettura ha provato chiaramente che con il braccio dell'L-75 si possono usare anche testine di altissima classe quali la Shure V-15 II o la ADC-10E che richiedono pressioni nell'ordine di 1,2 p.

4. - CONCLUSIONE

Il giradischi Lenco L-75 è un apparecchio Hi-Fi che con il suo ottimo braccio e prezzo orientativo di Lire 49.000 è estremamente interessante.

La sua meccanica rientra, anzi supera nettamente, le richieste delle norme DIN 45.500 e il braccio permette l'uso sia di testine di altissima qualità che di normali magnetiche di prezzo e qualità modeste.

Al tutto si aggiunge un'estetica moderna ed elegante che completa la rosa dei pregi di questo notevole apparecchio Hi-Fi. *A.*

58 nuovi circuiti integrati Motorola nei primi sei mesi del 1968

Un record eccezionale è stato raggiunto dalla Motorola Semiconductor Products nei primi sei mesi dell'anno in corso: ben 58 nuovi circuiti integrati sono stati introdotti nel mercato dalla Società, con una media di circa 2,2 circuiti integrati alla settimana.

La Direzione della Società, nel far rilevare il notevole exploit conseguito dalla sua produzione industriale, sottolinea il fatto che tutti i prodotti annunciati sono disponibili sul mercato e che i risultati acquisiti non devono essere intesi in alcun modo come un punto d'arrivo.

Essi rappresentano, invece, una logica conseguenza dello sviluppo di questo complesso industriale che si è specializzato nel settore dei circuiti integrati al punto di essere praticamente in grado di far fronte a tutte le funzioni richieste dal mercato realizzando il sistema più idoneo di progettazione. (*s.i.*)

prof. ing. G. Sinigaglia *

Fondamenti di radioastronomia

1. - GENERALITA'

Già all'inizio del secolo, alcuni scienziati avevano formulato l'ipotesi che i corpi celesti emettano radioonde. Alcuni tentativi di rivelare onde radio solari rimasero però senza risultato. Solo nel 1931 — quasi per caso — l'americano Karl Jansky individuò una radioemissione di origine extraterrestre. Mentre studiava per conto dei Laboratori

(*) Libero docente in radioastronomia.

Fig. 1 - Confronto fra rilevamento astronomico classico e rilevamento radioastronomico: *a*) riproduzione fotografica di una zona della Galassia.

Telefonici Bell, la direzione di provenienza dei disturbi atmosferici a 20,5 MHz, Jansky scoprì una sorgente di disturbi la cui posizione appariva fissa nello spazio. In un primo tempo, pensò che la radiazione fosse di origine solare, ma col passare dei mesi si rese conto che la direzione di provenienza coincideva con la direzione del centro della Galassia.

Analizzando con attenzione il fenomeno dopo aver installato le sue apparecchiature riceventi in una località isolata, dove non potessero giungere parassiti terrestri e in assenza di parassiti atmosferici notò, nell'intensità del fenomeno, una periodicità di 23h 56 m e 4,09s, corrispondenti esattamente alla durata del giorno siderale, ossia del periodo di rotazione della Terra con riferimento alle stelle. Questa constatazione consentì l'affermazione immediata che onde radioelettriche giungano a noi da sorgenti esterne al nostro sistema solare. Agli studi di Jansky si unirono quasi immediatamente quelli di Grote Reber, radioamatore, pure americano. Nel 1937, questi riprese privatamente la ri-

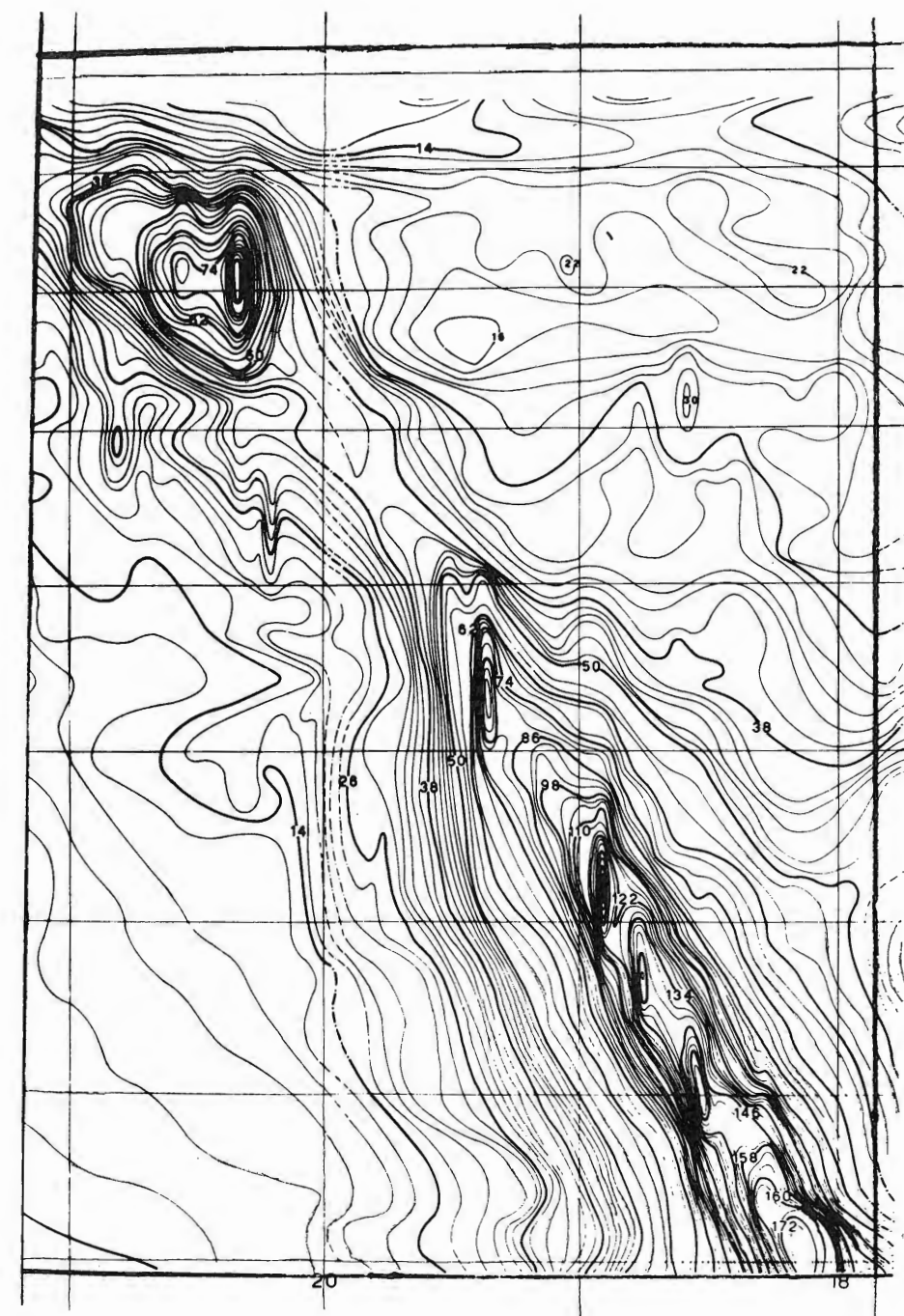



Fig. 1*b*) mappa radioastronomica della stessa zona, a 327 MHz, rilevata dall'Osservatorio di Medicina (Università di Bologna).

cerca dei segnali individuati da Jansky, con un paraboloide da 10 m costruito in casa. Supponendo che la radiazione fosse di origine termica e quindi crescente con la frequenza, Reber cercò dapprima di ricevere a 3 300 MHz, poi a 910 MHz, senza successo. Infine, nel 1939, riuscì a ritrovare l'emissione galattica a 160 MHz. I lavori di Jansky e Reber, basati sullo studio di queste allora misteriose radiazioni, provenienti dai punti più lontani dell'universo, hanno gettato le basi della *radioastronomia*, la nuovissima scienza che studia gli abissi dei cieli, collaborando con l'astronomia classica (ottica), nel raggiungere mete sempre più sbalorditive lungo l'interminabile itinerario del sapere.

D'altra parte, se si pensa che onde luminose e onde radioelettriche sono entrambe di natura elettromagnetica, l'affiancamento della radioastronomia all'astronomia classica che, in un primo momento, potrebbe sembrare non ortodosso, non può che essere pienamente giustificato. In sostanza, la differenza fra le due vie di ricerca, consiste nella diversità di ordine di grandezza delle lunghezze d'onda delle onde captate e dei mezzi rilevatori necessariamente diversi essendo il nostro organismo sensibile alle onde luminose, ma non a quelle radioelettriche. Tutto il dominio dello spazio invia onde radio caratterizzate da ampiezza tanto maggiore, quanto più elevata è la lunghezza d'onda (minore la frequenza). Pertanto non solamente dalle stelle ma e di più le radioonde provengono dagli spazi interstellari e da estensioni immense di idrogeno ionizzato o da grandi nubi circondanti le supernovae (stelle di improvvisa ed elevatissima luminosità, caratterizzate da esplosioni che disseminano attorno enorme quantità di materia stellare; sono di durata limitata e di luminosità pari a 10 volte quella del Sole). Per distinguere le radiosorgenti che fanno parte della Galassia da quelle che non ne fanno parte, si parla di *sorgenti galattiche* e di *sorgenti extragalattiche*. Nel 1944 Reber pubblicò la prima mappa del cielo a tale frequenza comprendente le radio-sorgenti del Sagittario (centro galattico) Cassiopeia, Cygnus, e indicò di aver ricevuto segnali dal Sole.

Una osservazione fondamentale e che convince immediatamente sull'attendibilità della nuova scienza, è la seguente; confrontando fra loro due carte, una rilevata otticamente e rappresentante la distribuzione delle stelle sulla volta celeste, ottenuta con i più potenti telescopi, e l'altra, riportante punto per punto l'intensità dei campi elettromagnetici, misurati per mezzo di adatti radiotelescopi, in corrispondenza dei vari punti del cielo, si nota una precisa similitudine delle configurazioni risultanti, corrispondendo esattamente le nubi stellari ottiche, alle nubi stellari elettromagnetiche, le galassie ottiche a quelle elettromagnetiche, le zone siderali povere, alle zone che danno il più modesto contributo di onde elettromagnetiche inviate sulla Terra (fig. 1). Ma si deve avvertire che questa regola ha molte eccezioni: oggetti brillanti nel campo luminoso possono avere emissione radio scarsa, e viceversa.

Mentre le lunghezze delle onde luminose, che ci consentono di « vedere » le stelle si esprimono in milionesimi di centimetro, quelle delle onde radioelettriche che dalle medesime stelle provengono, si misurano in centimetri o in metri, essendo appunto comprese fra alcuni centimetri e parecchi metri le lunghezze d'onda corrispondenti alla gamma di frequenze irradiate dai mondi stellari. In particolare, la Galassia o via Lattea viene studiata principalmente sulla lunghezza d'onda di 21 cm, corrispondenti alla frequenza delle oscillazioni emesse dall'idrogeno neutro che circonda le stelle. L'astronomo olandese Van de Hulst, infatti, alla luce degli studi di Reber, calcolò la possibilità della emissione della riga dell'idrogeno a 21 cm che fu poi individuata nel 1951 da Ewen e Purcell. Negli anni immediatamente successivi alla guerra, la maggior parte delle scoperte radioastronomiche avvenne in Inghilterra e Australia, particolarmente a Jodrell Bank, Cambridge e Sidney. Restava ancora misteriosa l'origine della energia relativamente grande irradiata dalle radiosorgenti, in quanto l'emissione termica

Fig. 2 - Impulsi registrati a Medicina e provenienti da una stella pulsante, con periodo di 1,33727 s

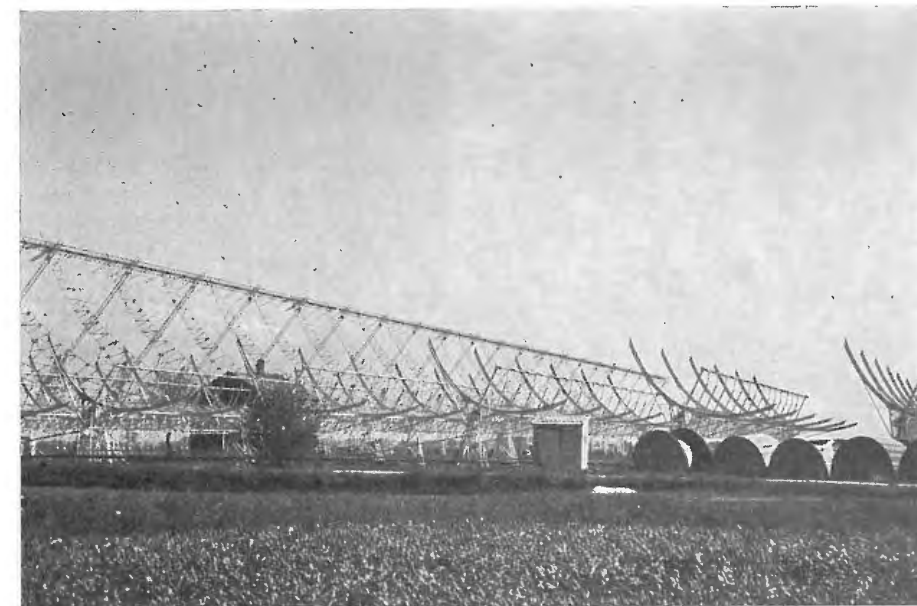



Fig. 3 - La « Croce del Nord » dell'Università di Bologna (Medicina). In primo piano, il braccio nord-sud.

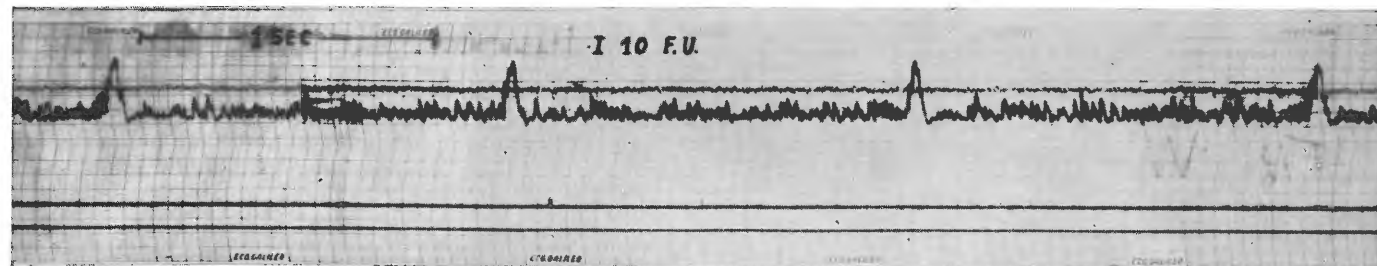
e quella della riga dell'idrogeno ne spiegavano solo una minima parte. Infine, nel 1950, Alfven e Herlofson proposero di interpretare la radiazione delle radiosorgenti come radiazione dovuta al frenamento di elettroni veloci in un campo magnetico, comunemente chiamata *radiazione di sincrotrone* (1). Con la spiegazione della radiazione a spettro continuo e con la conferma sperimentale della esistenza della radiazione a righe, si chiude il primo ventennio della radioastronomia. Il secondo ventennio, che ora volge al termine, ha visto la radioastronomia, uscita di minorità lanciare la sfida all'astronomia tradizionale precedendola o stimolandola con alterne vicende nella avventurosa scoperta dell'universo.

2. - RADIOSORGENTI ASTRONOMICHE

Abbiamo già detto dell'emissione dovuta all'idrogeno interstellare ionizzato, emissione di indubbia origine termica (onde centimetriche). Le onde di maggiore lunghezza (principalmente decimetriche e decametriche) vengono generate da elettroni e da altre particelle elettricamente cariche e in moto, in base al meccanismo della radiazione di sincrotrone di cui abbiamo fatto cenno nel precedente paragrafo. Analizziamo ora, seppure sommariamente, le varie sorgenti.

1) *Sole*. Allo stato attuale della conoscenza, il Sole è caratterizzato da tre tipi di emissione. Si distinguono, infatti, una emissione costante (*di Sole quieto*), che caratterizza il Sole quando la sua attività è minima. Un'altra emissione è lentamente variabile e si manifesta in concomitanza con *centri di attività solare*. Infine, un tipo di emissione addirittura « esplosiva », legata a *macchie solari* o *brillamenti*, cui corrispondono onde di ampiezza fino a 100 volte superiori a quelle relative al Sole quieto. Queste emissioni (*bursts*) possono durare da qualche secondo a qualche giorno. La fenomenologia della emissione solare è assai complicata e le molte correlazioni tra fenomeni ottici (macchie, brillamenti, facole), magnetici (tempeste geomagnetiche, effetto Forbush, aurore polari) e radioemissione sono oggetto di continuo studio anche in relazione ai viaggi spaziali e al pericolo rappresentato per gli astronauti da un improvviso aumento dell'attività solare.

Si osservi che le radioonde provenienti dal Sole possono, talvolta, essere bloccate nella loro propagazione verso la Terra dalla forte ionizzazione che il Sole stesso determina, in corrispondenza dei periodi di forte attività.

2) *Galassia*. La Galassia è caratterizzata da emissioni sia di tipo termico sia di sincrotrone. In merito alla nostra Galassia la radioastronomia ha dimostrato sperimentalmente quello che gli astronomi avevano solo intuito; essa ne ha rilevato la forma; un disco rigonfio al centro, dotato di braccia a spirale come la Nebulosa di Andromeda e la maggior parte delle galassie esterne. Nel disco vi sono stelle mescolate a gas ionizzati o neutri, o addirittura molecolari, e polveri. Proprio la presenza di nubi di polvere, opache per la luce ma trasparenti per le onde radio, impediva una adeguata conoscenza della Galassia, attraverso la sola astronomia ottica. La riga dell'idrogeno, con la misura del suo spostamento Doppler, ha permesso an-

(1) Detta anche *Bremstrahlung Magnetica*, o *radiazione di frenamento magnetico*. Consiste nell'emissione di onde elettromagnetiche da parte di elettroni relativistici (cioè aventi velocità vicina a quella della luce), che attraversano un campo magnetico. Prende il nome dal fatto che è stata scoperta per la prima volta negli elettrosincrotroni (acceleratori di elettroni) nei quali costituisce la principale dissipazione di energia. È molto importante in radioastronomia, in quanto è la principale causa di emissione da parte delle radiosorgenti.

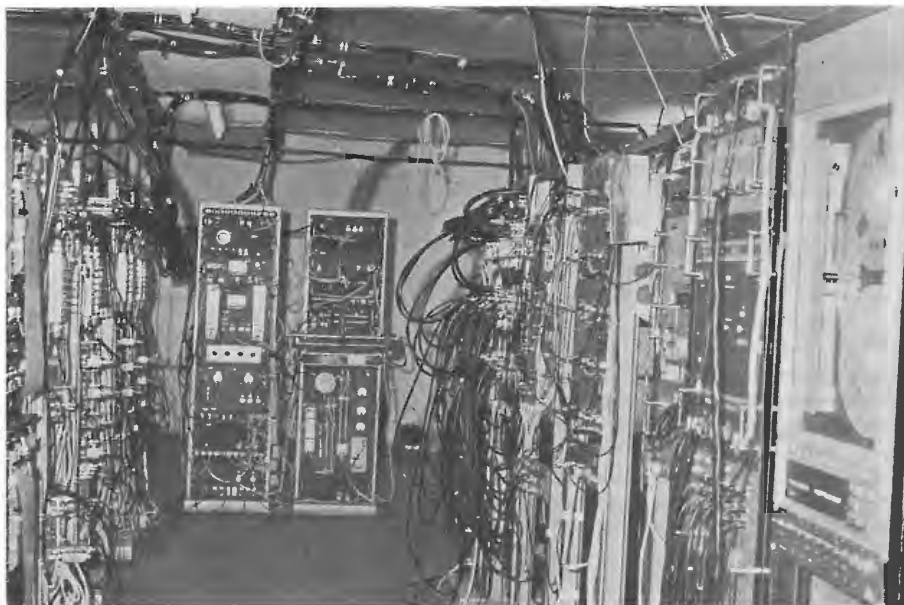



Fig. 4 - Radiotelescopio dell'Università di Bologna (Medicina). Parte del sistema ricevente.

che la misura delle velocità delle varie parti della Galassia, nel loro moto di rotazione intorno al centro.

La radioastronomia ha pure consentito di constatare come la Galassia sia caratterizzata dalla forma di spirale quasi completa.

Ma vi sono altri oggetti galattici interessanti, fra i quali il *residuo di supernova* e la *stella pulsante o pulsar*. Il primo fa parte di una classe di radiosorgenti galattiche cui appartengono Cassiopeia A e Taurus A, due delle più intense esistenti. Sono costituite da un involucro di gas ionizzati in rapida espansione, provocato dalla esplosione di una supernova avvenuta da qualche centinaio a qualche decina di migliaia di anni fa. Taurus A è associata alla Nebulosa del Granchio (Crab Nebula) originata dalla supernova del 1054 d.C., registrata negli annali cinesi.

Oltre a onde radio, nella zona centrale si ha emissioni di raggi X. La supernova che ha originato Cassiopeia A, per quanto più luminosa, è passata inosservata, perchè oscurata da nubi di polvere cosmica. L'esplosione risale probabilmente al 1700. Esistono altre due sorgenti originate da supernovae osservate (una da Tycho Brahe e una da Kepler) e parecchie più antiche ormai in parte dissolte. Passando alle seconde, ovvero alle stelle pulsanti, sino al 1967 nessuna stella, se si escludono il Sole e alcune stelle capaci di emettere sporadicamente intensi *bursts*, era stata classificata tra le radiosorgenti. Tra il 1967 e il 1968 all'osservatorio di Cambridge, sono state scoperte e studiate alcune stelle che emettono un intenso e brevissimo burst a intervalli brevi ed estremamente regolari e, per la prima scoperta, si ha un periodo di 1,337 27s e una durata di 0,016s (fig. 2). È stata formulata l'ipotesi che si tratti di stelle superdense nane bianche o stelle a neutroni, che sarebbero soggette a oscillazioni e che, in una certa fase dell'oscillazione, emetterebbero un getto di elettroni nel plasma circostante. Dall'eccitazione di quest'ultimo verrebbe prodotta l'emissione radio. L'intensità dei bursts varia fortemente nel tempo in modo apparentemente casuale: di questo fatto non si è trovata per ora una spiegazione. Le osservazioni di Cambridge sono state confermate da altri osservatori (Jodrell Bank, Croce del Nord, Arecibo).

In fig. 3 è illustrato il sistema di antenna del radiotelescopio dell'Università di Bologna, installato a Medicina. Si tratta di un sistema a croce (Croce del Nord), di cui l'illustrazione rappresenta il braccio nord-sud in primo piano.

In fig. 4, invece, è rappresentata parte delle apparecchiature riceventi.

3) *Radiosorgenti extragalattiche.* Mentre la maggior parte delle nebulose ellittiche non radioemettono in modo apprezzabile e quelle a spirale molto poco, alcune galassie esterne emettono nel campo radio energie paragonabili a quelle emesse nel campo ottico; esse prendono il nome di *radiogalassie*.

Sono state tentate varie spiegazioni di tale fatto, ma sinora nessuna ipotesi è risultata valida. Si osserva comunque che quasi tutte le radiosorgenti associate a galassie sono doppie e spesso anche le galassie stesse sono doppie. Non coincidono però in posizione coi centri di emissione radio, ma sono più piccole e più ravvicinate. L'esistenza di una certa simmetria fa pensare a fenomeni

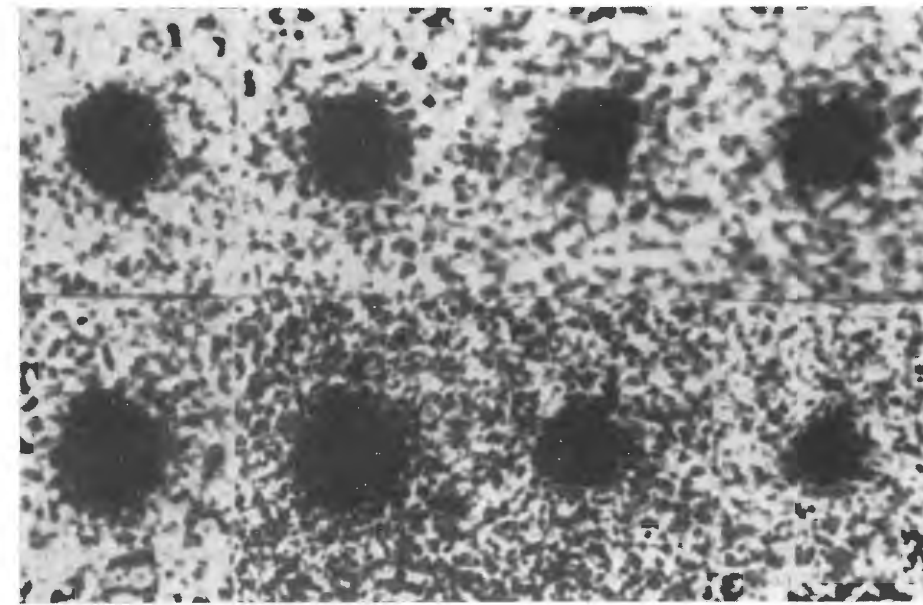



Fig. 5 - Paragone di una stella con una quasar: *sopra* fotografie in quattro « colori » di una quasar; *sotto* fotografie in quattro « colori » di una stella. I « colori » sono, da sinistra, ultravioletto, blu, visuale, infrarosso.

di urto o di scissione, governati dal principio della conservazione del momento. È ignota però la sorgente prima della grande energia sviluppata in molti casi, anche se il meccanismo di emissione, ormai concordemente accettato, è quello della radiazione di sincrotrone.

Ma la grande scoperta della radioastronomia sono le *quasar* (*quasi-stellar radio sources*, dette anche *Q.S.O.* [2]) oggetti simili a stelle (fig. 5). Mentre nei precedenti argomenti la radioastronomia ha contribuito a dare risposta a problemi aperti dalla astronomia tradizionale, le quasar rappresentano un problema aperto (nel 1963) della radioastronomia, alla soluzione del quale l'astronomia ottica, si è associata con rinnovato vigore.

In un primo tempo, le quasar individuate erano così poche da prestarsi a diverse spiegazioni. Le loro caratteristiche generali, piccolo diametro apparente, luce azzurra, fortissimo spostamento Doppler, forte emissione radio, avevano dato adito a tre ipotesi:

α) effetto Doppler gravitazionale, in stelle di grande massa;

β) effetto Doppler dovuto a velocità enorme, in pezzi del nucleo galattico espulsi da una esplosione;

γ) effetto Doppler cosmologico, dovuto a distanze comprese tra uno e dieci miliardi di anni luce.

La scoperta di migliaia di oggetti quasi stellari con bassa emissione radio, ha costretto ad accettare l'ipotesi γ), che implica per alcune quasar una luminosità effettiva cento volte superiore a quella della Galassia. Per di più, misure

[2] Da non confondersi con lo scambio di messaggi fra radioamatori.

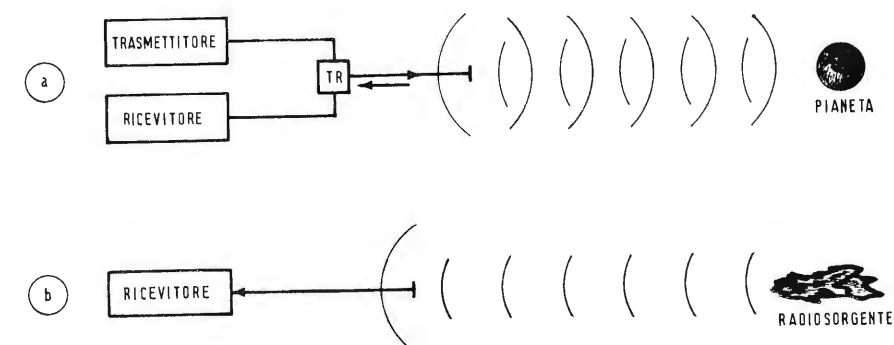



Fig. 6 - A differenza del Radar (*a*) il Radiotelescopio (*b*) non invia onde al bersaglio, ma sfrutta le onde emesse da esso per fenomeni naturali. Il Radar è usato in Radioastronomia (Radartelescopio) solo per lo studio dei Pianeti e della Luna.

radiointerferometriche e osservazioni della variabilità dell'emissione radio e ottica hanno condotto alla conclusione che le dimensioni effettive delle quasar sono paragonabili a quelle del sistema solare. In altre parole, una massa di diecimila miliardi di soli è concentrata in poche settimane-luce (nella nostra Galassia cento miliardi di stelle sono sparse su un diametro di 100 mila anni-luce).

4) *Pianeti e satelliti*. Nonostante i pianeti e i satelliti interessino la radioastronomia principalmente come corpi passivi (vedi paragrafo 3.), tanto da fornire argomento essenziale alla *radarastronomia*, essi pure, sebbene con entità assai minore, emettono onde radio. *Giove*, per esempio, con lunghezze d'onda di 3, 10 e 68 cm, consente di stimare temperature di 150, 580 e 4 000°K, rispettivamente, e ciò prova che parti delle radioonde emesse non è di origine termica, bensì di sincrotrone.

Essa sarebbe dovuta a elettroni trattenuti dal campo magnetico del pianeta, ben maggiore del suo aspetto astronomico (ottico) e da forma allungata anzichè sensibilmente sferica. Passando alla *Luna*, la radioastronomia ha dato il suo contributo alla conoscenza del satellite, avendo permesso di rilevare le modeste escursioni nell'intensità delle onde radio emesse, a conferma del carattere non metallico delle polveri superficiali attraversate dalle onde stesse; queste verrebbero pertanto emesse da strati posti ad alcune decine di centimetri di profondità rispetto alla superficie esterna, mentre il mantello di polvere è senz'altro termicamente isolante, tanta da mantenere pressoché costanti le temperature degli strati sottostanti.

3. - RADARASTRONOMIA

È chiamata anche *astronomia radar* e, pur costituendo, a stretto rigore di logica, una branca distinta della radioastronomia propriamente detta, ne è considerata un capitolo. Gli strumenti che consentono i rilevamenti astronomici, cui in una prossima puntata accenneremo, si chiamano *radiotelescopi*. Alcuni di essi, rispetto ai telescopi ottici tradizionali, presentano il vantaggio di poter essere utilizzati come trasmettitori oltre che come ricevitori o, meglio, alternativamente come ricevitori e come trasmettitori, secondo il principio radar, sì da consentire l'irradiazione di impulsi verso corpi celesti relativamente vicini ricevendoli di ritorno in quanto riflessi dal corpo celeste interessato, durante gli intervalli intercorrenti fra il termine di ciascun impulso in partenza e l'inizio di quello successivo.

In parole povere, mentre la radioastronomia propriamente detta studia le onde spontaneamente emesse da corpi celesti e dagli spazi interstellari, la radarastronomia sfrutta gli echi relativi a onde emesse da Terra e a questa riflessa dalla Luna o da pianeti. Ricerche fruttuose sono infatti state effettuate non soltanto con oggetto il satellite della Terra, ma anche pianeti come *Giove*, *Marte*, *Mercurio* e *Venere*. Interessanti, in particolare, le ricerche su Venere, la cui atmosfera rende difficili e, per quanto concerne alcuni argomenti, addirittura impossibili, le ricerche condotte con metodi ottici tradizionali. In fig. 6 è rappresentato il confronto di massima fra il principio della radarastronomia (*a*) e quello della radioastronomia propriamente detta (*b*).

(continua)

Radiotelescopi con calcolatore elettronico

La Philips ha messo a punto un'apparecchiatura di controllo numerico ed i relativi calcolatori per un nuovo progetto radiotelescopico in corso di realizzazione a Westerbork (Olanda).
Il nuovo progetto comprende dodici telescopi. Con l'impiego del controllo numerico e dei calcolatori, la combinazione delle dodici antenne dei telescopi coprirà una superficie che può essere paragonata a quella di un riflettore radio che abbia un diametro di un chilometro circa. Le informazioni acquisite con l'ausilio di questa installazione permetteranno agli esperti di tracciare una «radioimmagine» dell'Universo.
I radioastronomi olandesi ritengono che con il completamento del progetto avranno a disposizione il più valido radiotelescopio del mondo che permetterà loro di penetrare con maggior profondità nei segreti dell'Universo.

Nuovo registratore portatile realizzato dalla RUSTRAK

Un nuovo registratore millivoltmetrico portatile multigamma per applicazioni di protezione catodica, è stato realizzato dalla RUSTRAK.
Denominato Modello 189 A, è stato realizzato specificatamente per essere usato nel controllo e nell'esame delle corrosioni elettrolitiche che si esercitano sui gasdotti e oleodotti, sui cavi interrati e sui conduttori metallici.
Lo strumento scrive senza inchiostro, su carta a secco, e registra le differenze di potenziale elettrico in relazione al tempo su una striscia di carta facilmente leggibile.
Il registratore ha nove gamme di lettura a zero centrale da 2,5 mV, a 125 V. Le gamme sono: $0 \pm 2{,}5$ mV - 0 ± 5 mV - 0 ± 10 mV - 0 ± 25 mV - 0 ± 100 mV - 0 ± 250 mV - 0 ± 1 V - 0 ± 5 V - 0 ± 25 V - 0 ± 125 V.

Piero Soati

I ricevitori radio: loro costituzione e riparazione*

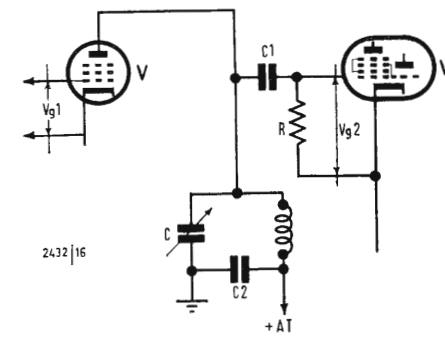



Fig. 1.

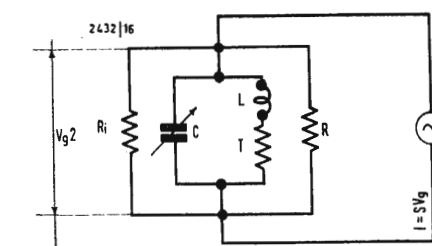



Fig. 2.

1. - LO STADIO PRESELETTORE

Il circuito di carico dello stadio preselettore ha il compito di trasformare in tensione la componente alternata che si manifesta nella corrente anodica, allo scopo di farla pervenire al tubo successivo. Ciò può essere effettuato nei seguenti modi:

a) mediante un condensatore interposto fra l'ingresso del tubo successivo lo stadio preselettore ed un circuito oscillante messo in serie all'anodo;

b) mediante un condensatore inserito fra una impedenza ed un circuito oscillante;

c) mediante un accoppiamento a trasformatore.

Riferendoci allo schema illustrato in fig. 1, è necessario tenere presente che il tubo V equivalente ad un generatore di corrente $I = S \times V_g$, nella quale S indica la pendenza del tubo, shuntato dai tre rami posti in parallelo e precisamente: 1°) dalla resistenza R_i del tubo V; 2°) dall'impedenza equivalente dei componenti L e C il circuito oscillatorio; 3°) dalla resistenza di dispersione R.

Escludendo le componenti continue di alimentazione dei vari elettrodi, si ottiene lo schema differenziale illustrato in fig. 2 che equivale a quello di fig. 1. Ciò nel caso che si verifica normalmente, che le reattanze dei condensatori C_1 e C_2 siano da ritenere trascurabili rispetto alle frequenze in gioco.

Esaminando lo schema di fig. 2 risulta evidente che all'ingresso del tubo V perviene una tensione V_{g2} uguale ad $S \cdot Z_t \cdot V_g$ dove $S \cdot V_g$ indica l'intensità della corrente erogata dal generatore e Z_t l'impedenza equivalente alla connessione in parallelo dei tre rami. Poichè l'impedenza del circuito oscillante equivale a $L/r \cdot C$, dove r indica la resistenza in serie equivalente alle resistenze dissipatrici del circuito stesso, si ha che:

$$\frac{1}{Z_t} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R}$$

e di conseguenza l'amplificazione G dello stadio risulta:

$$G = \frac{V_{g2}}{V_g} = S \cdot Z_t$$

ed è pertanto proporzionale alla pendenza del tubo ed alla impedenza complessiva dell'insieme che costituisce ciò che è detto il carico.

È opportuno tenere presente che lo stadio preselettore non è interessato ad una unica frequenza, bensì da una gamma di frequenze piuttosto vasta e che col crescere di Z_t cresce l'amplificazione dello stadio mentre diminuisce la larghezza della banda passante. Infatti passando da una impedenza Z_1 ad una impedenza Z_0, figura 4, la banda passante descresce mentre aumenta l'amplificazione G in quanto è $Z_0 > Z_1$.

Perciò appare evidente che, almeno in linea teorica, il valore di Z più conveniente, in pratica è determinato dalla larghezza di banda la qualcosa significa che esso è il risultato di un compromesso fra il valore dell'amplificazione e quello della larghezza della banda passante.

Osservando lo schema di fig. 2 a prima vista esso può sembrare errato in quanto non si è tenuto conto della capacità di uscita del tubo V e di quella di ingresso del tubo V_1. In effetti tali capacità risultano in parallelo alla capacità del condensatore di accordo C per cui si sommano ad essa. Ne segue infatti una semplice limitazione nel valore della frequenza più elevata di accordo del circuito oscillante.

Per quanto concerne la disposizione pratica dello schema di fig. 1 si osserva che il condensatore C_1 interposto fra il tubo V ed il tubo V_1 ha lo scopo di escludere dalla griglia del tubo V_1 la componente continua di alimentazione del tubo V. Il condensatore C_2 serve invece per poter connettere a massa il rotore del condensatore variabile che è meccanicamente ed elettricamente a contatto con l'incastellatura metallica di esso. In conseguenza di tale fatto affinchè la frequenza di accordo dei circuiti a frequenza portante possa coincidere entro l'intera corsa dei condensatori variabili del monocomando, è necessario connettere in serie ad essi dei condensatori di uguale capacità. In pratica ci si serve di questi condensatori per realizzare il circuito di regolazione automatica dell'amplificazione dei tubi allo scopo di variare la sensibilità del ricevitore.

È invece interessante rilevare che l'amplificazione dello schema di fig. 2 può essere considerata quasi uguale al prodotto $S \cdot Z$ dove la Z indica l'impedenza del circuito oscillante. Poichè

(*) segue dal n. 9, settembre 1968, pag. 371.

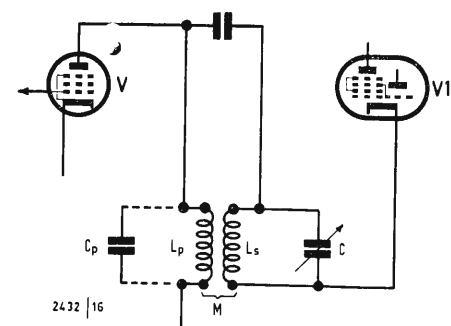



Fig. 3.

$Z = L/rC$, si può scrivere $G = S \cdot Z = S \cdot L/rC$ e dato che $\omega L/r = Q$, per cui $L/r = \omega Q$, risulta che $G = S\omega Q/C$ nella quale ω indica la pulsazione della tensione alternativa ($\omega = 2\pi f$).

Ciò dimostra che l'amplificazione di uno stadio del tipo illustrato in fig. 1 cresce con il crescere della frequenza.

A questo inconveniente generalmente si ovvia mediante l'*accordo a variazione della permeabilità*. Infatti, agendo in tale modo, con il crescere della frequenza decresce il coefficiente di sovratensione Q in quanto con il diminuire di L diminuisce anche il rapporto L/r.

L'amplificazione dello stadio preselettore può anche essere mantenuta costante costituendo il carico con un trasformatore ed una capacità, ossia più precisamente con un primario ad alta impedenza accoppiato per mutua induzione e per capacità al secondario accordato. Se si indica con C_p l'insieme delle capacità che shuntano l'avvolgimento primario, compresa la capacità di uscita del tubo, quella distribuita del primario, quella delle connessioni e la capacità riportata al primario dagli accoppiamenti induttivo e capacitativo, con S la pendenza del tubo, con L_s l'induttanza del secondario, con n il rapporto di trasformazione fra L_p e L_s ($n = K\sqrt{L_s/L_p}$, dove K indica il coefficiente di accoppiamento), con Q il coefficiente di sovratensione, con ω la pulsazione di accordo del secondario e con ω_0 quella del primario, potremo scrivere:

$$A = \frac{S}{\omega \cdot C_p}\, nQ\, \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2}$$

nel caso sia escluso il condensatore di accoppiamento Ca.

L'amplificazione A dipende in tal caso dal rapporto $\frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2}$ la cui variazione è tanto meno importante quanto più la frequenza di risonanza del primario è piccola rispetto a quella di accordo del secondario. Ciò spiega l'uso di un primario ad alta impedenza.

Siccome nell'espressione suddetta si è visto che $n = K = \sqrt{L_p/L_s}$ essa può anche scriversi:

$$A = \frac{S}{\omega \cdot C_p} \cdot K\sqrt{L_s/L_p} \cdot Q\, \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2}$$

Ciò consente di trarre una prima deduzione di notevole importanza pratica. Il valore di A è proporzionale, fra l'altro, al coefficiente di accoppiamento K e perciò è tanto più elevato quanto più è elevato K. Ciò in definitiva significa che è necessario un accoppiamento molto stretto fra il primario ed il secondario.

Inoltre, poichè $M = K\sqrt{L_p/L_s}$ si ha $K = M/\sqrt{L_p/L_s}$ per cui sostituendo a K questa espressione si ottiene:

$$A = \frac{S \cdot M}{\omega \cdot C_p \cdot L_p} \cdot Q\, \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2}$$

che consente di dedurre le seguenti precisazioni pratiche di notevole importanza.

a) Le pulsazioni di risonanza ω_0 del primario devono essere sufficientemente inferiori alle pulsazioni minime di risonanza del circuito oscillante.

b) Il valore di ω_0 non può essere troppo piccolo: esso infatti è determinato dal prodotto $C_p \cdot L_p$ con il crescere del quale diminuisce l'amplificazione dello stadio.

c) Per le suddette ragioni il valore di ω_0 rappresenta un compromesso ed in pratica è fissato alla metà della più piccola pulsazione di risonanza ω del circuito oscillante.

d) Per rimediare al fatto che l'amplificazione dello stadio diminuisce con il crescere della pulsazione incidente ω, è conveniente ricorrere anche all'accoppiamento capacitativo (condensatore Ca).

e) Il valore del condensatore Ca è scelto in modo che gli elementi resistivi del primario (quale la resistenza interna del tubo, ecc.) riportati al secondario dai due accoppiamenti, induttivo e capacitativo, consentano di avere una curva di risonanza adeguata alla larghezza della banda passante, mentre gli elementi reattivi, anch'essi riportati al secondario per effetto dei suddetti accoppiamenti, sommati a quelli ivi esistenti, devono consentire di raggiungere la pulsazione più elevata di accordo prestabilita.

f) Indipendentemente dal valore effettivo del prodotto $L_p \cdot C_p$ è in pratica conveniente realizzare un valore elevato di L_p e ridurre il più possibile quello di C_p. Infatti agendo in tale senso, cioè con C_p trascurabile rispetto ad L_p, il rendimento dello stadio non risente delle variazioni di capacità del tubo, comprese quelle dovute all'invecchiamento o alla sostituzione del tubo.

Le seguenti informazioni hanno lo scopo di consentire al tecnico di avere alcune importanti informazioni aventi indirizzo pratico che completano il quadro riassuntivo delle questioni già trattate:

1°) l'amplificazione dello stadio preselettore s'intende calcolata dal rapporto fra la tensione di eccitazione del tubo successivo e quella applicata alla griglia del tubo preselettore.

2°) Se si fa precedere lo stadio a conversione di frequenza da uno stadio amplificatore (preselettore) si migliora la sensibilità del ricevitore per il fatto che aumenta il rapporto segnale disturbo. Il livello del disturbo provocato dal convertitore di frequenza, pur essendo preponderante rispetto a quello degli altri tubi, può considerarsi trascurabile quando l'amplificazione dello stadio preselettore è compresa all'incirca fra 10 e 16 unità.

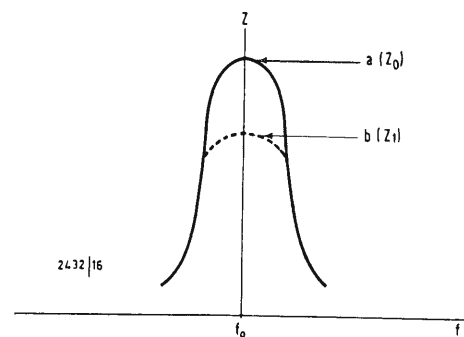



Fig. 4.

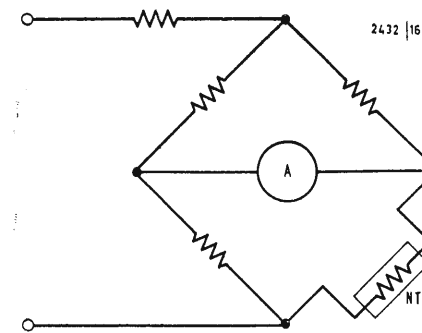



Fig. 6 - Controllo della temperatura mediante termometri.

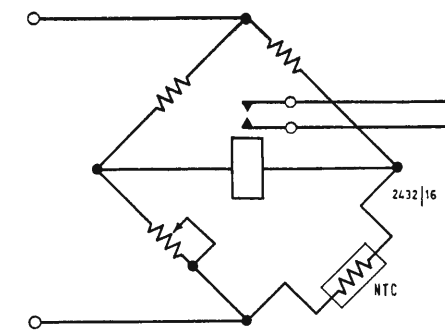



Fig. 9 - Controllo della temperatura con comando a relé.

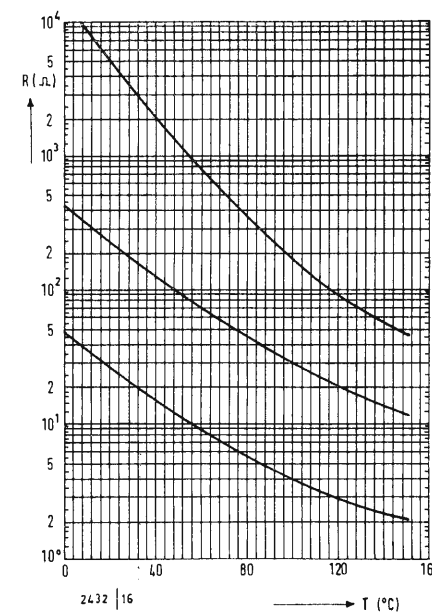



Fig. 5 - Grafico della resistenza R in funzione delle variazioni di temperatura per 3 valori di A e B.

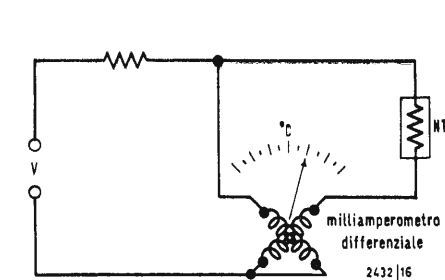
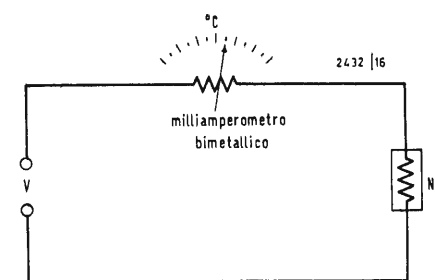
3°) Con l'impiego dello stadio preselettore si ottiene anche un miglioramento della selettività rispetto alla frequenza immagine. Questa, che differisce dalla frequenza di accordo del doppio della frequenza intermedia, è esclusa dalla gamma di accordo delle onde medie nel caso che il valore della media frequenza sia sufficientemente elevato (>450kHz) ma è presente nelle gamme delle onde medio-corte ed onde corte.

4°) L'uso dello stadio preselettore consente altresì di aumentare l'efficacia del controllo automatico di sensibilità. Detta efficacia infatti aumenta con il crescere della amplificazione esistente fra il rivelatore di tensione di controllo (diodo per il CAS) e lo stadio stesso sottoposto alla tensione di controllo. Per tale fatto si migliora anche il funzionamento del convertitore di frequenza in quanto, potendo escludere da esso la tensione per il CAS se ne ottiene una stabilità più elevata specialmente nelle gamme delle onde corte.

5°) Per ciò che concerne il carico e la connessione di antenna, la disposizione migliore è rappresentata da due sistemi di accoppiamento e cioè: per capacità con l'estremo a monte del carico e per trasformatore con primario ad alta impedenza.

6°) Il coefficiente di sovratensione di un circuito oscillante Q che vale $2fL/r$, diminuisce per effetto degli elementi resistivi del circuito ad esso accoppiati e che sono introdotti nel circuito oscillante. Il rapporto fra il valore del fattore di merito Q_0 conseguente a tale accoppiamento ed il Q del circuito oscillante, dipende dal coefficiente di mutua induzione M e dalla resistenza esistente nel circuito ad esso accoppiato. Il valore di questo rapporto aumenta passando dall'accoppiamento stretto all'accoppiamento lasco ed è uguale ad 1 per cui $Q_0 = Q$ nel caso limite sia $M = 0$ (accoppiamento nullo). In pratica detto rapporto è compreso fra 0,5 ed 1.

7°) Per quanto sia dimostrato che il contributo apportato dallo stadio preselettore alla selettività del ricevitore sia scarso rispetto a quello degli stadi a frequenza intermedia, è opportuno tenere presente che il livello di rumore provocato dal tubo e dai circuiti a frequenza portante è proporzionale alla larghezza della banda passante. Da qui l'avvertenza di mantenere tale banda ad un valore non superiore alla larghezza del canale di trasmissione al quale è destinato il ricevitore.

8°) Nelle gamme delle onde corte il circuito oscillante di cui alla fig. 2 è shun-

Figg. 7-8 - Controllo della temperatura del radiatore nelle auto.

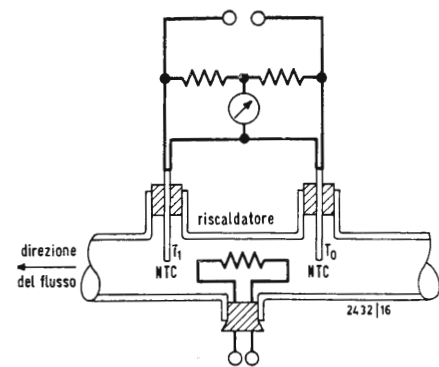



Fig. 10 - Controllo del flusso di un liquido. La differenza di temperatura fra T_1 e T_0 indica la velocità del fluido.

tato dall'impedenza di uscita del tubo. Poichè il valore di questa impedenza decresce con il decrescere della frequenza (questa infatti è determinata tra l'altro dalla capacità propria e mutua dell'anodo oltre che dalle perdite nei dielettrici), è opportuno realizzare un accoppiamento più lasco tra primario e secondario. Infatti diminuendo M e C_a, diminuisce il valore di tale impedenza fra l'anodo e la griglia del tubo (cioè l'impedenza di reazione) la cui esistenza non può essere ignorata. Questa impedenza è provocata dalle correnti introdotte per effetto della capacità e per induzioni proprie e mutue del sistema elettrodico e può provocare il funzionamento del tubo in regime di autooscillazione. Quando ciò avviene si richiede di aumentare le induzioni mutue fra le connessioni relative alla griglia controllo, al catodo ed alla terza griglia, nonchè di aumentare anche quelle fra griglia schermo e l'anodo.

Perciò qualora un innesco del tubo sia da attribuire ad un valore non trascurabile dell'impedenza di reazione, la qualcosa si manifesta in sede costruttiva nelle gamme di onde più corte, è conveniente avvicinare tra loro le connessioni appartenenti agli elettrodi di cui sopra.

Termistori speciali Philips per radio-televisione

Resistenza 25° Ω	Tolleranza %	Potenza in watt max	Codice
1,1	± 20	1	*B3.320.20
32	+ 30/— 20	1	*B8.320.30
125	± 20	2	*BL 28
645- 1.210	—	5	*VA 1015
2.470- 5.370	—	4	*100.102
800- 1.315	—	2	*VA 1006
300- 500	—	2,5	*VA 1026
3.870- 7.750	—	3	*83922
6.700-12.600	—	3	*100.092
1.750- 3.250	—	3	*100.026/01

Varatori speciali Philips per radio-televisione

Corrente mA	Tensione V	β	Codice
10	470 ± 10%	0,20-0,25	*E 298 ED/A 258
10	560 ± 10%	0,18-0,23	*E 298 ED/A 260
10	680 ± 10%	0,18-0,23	*E 298 ED/A 262
10	910 ± 10%	0,18-0,23	*E 298 ED/A 265
10	1.200 ± 20%	0,17-0,22	*E 298 ED/P 268
2	950 ± 10%	0,16-0,21	**E 298 ZZ/06
1	6 ± 20%	—	*E 297 ZZ/02
1	9 ± 20%	—	*E 297 ZZ/03
1	12 ± 15%	—	*E 297 ZZ/04
1	15 ± 15%	—	*E 297 ZZ/05
1	18 ± 12%	—	*E 297 ZZ/06

* = Tipi correnti. ** = Tipi preferiti.

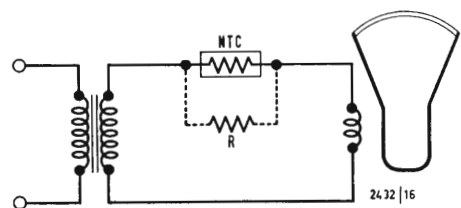



Fig. 11 - Compensazione delle bobine di deflessione di quadro.

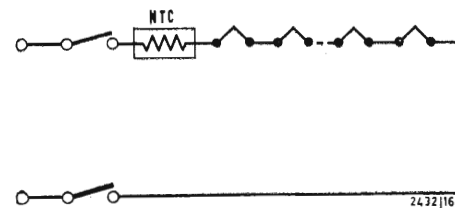



Fig. 12 - Protezione dei filamenti dei tubi elettronici.

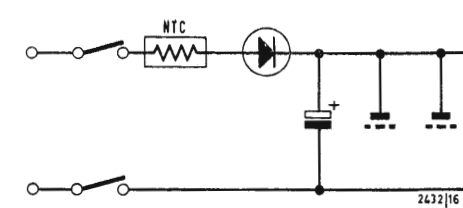



Fig. 13 - Protezione di diodi al silicio.

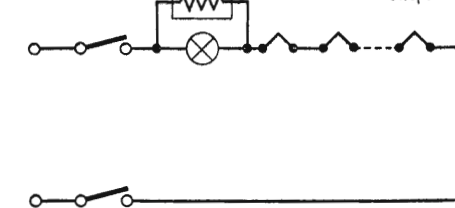



Fig. 14 - Protezione di una lampadina per quadrante. Nel caso essa sia in serie con i filamenti dei tubi e si bruciasse, la catena non viene interrotta.

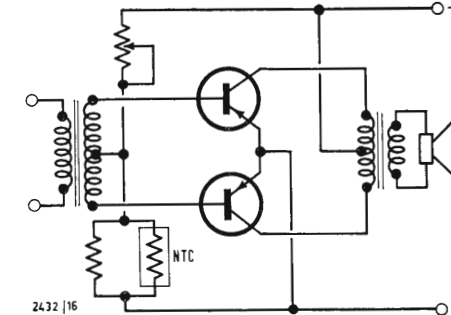



Fig. 15 - Compensazione della temperatura nei circuiti a transistori.

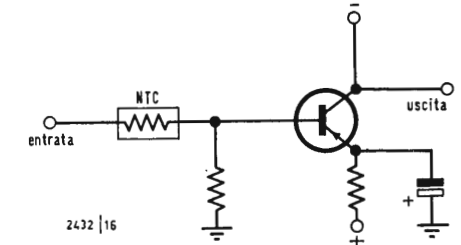



Fig. 16 - Compensazione del guadagno.

2. - SUI COMPONENTI: I RADIORICEVITORI - I TERMISTORI

I *termistori* non sono altro che dei resistori non lineari aventi un coefficiente negativo di temperatura. Essi sono preparati utilizzando degli ossidi dei gruppi ferrosi. I più usati sono l'ossido di ferro Fe_2O_3 dove delle particelle di Fe^{3+} sono rimpiazzate da Ti^{4+}, da soluzioni solide di Fe_3O_4 con aggiunta di elementi stabilizzatori quali $MgCr_2O_4$ oppure Zn_2TiO_4, NiO e CoO combinati con LiO, ecc. La scelta di questi componenti dipende essenzialmente dai requisiti richiesti quali la resistenza specifica ed il coefficiente di temperatura.

Gli ossidi opportunamente scelti vengono macinati e dopo una accurata mescolazione sono impastati, secondo particolari proporzioni, con il materiale agglomerante che generalmente è del tipo ceramico. Questa miscela dopo essere stata lavorata a lungo viene riscaldata in forno fino ad una temperatura di 1600 °C.

I termistori sono costruiti in varie forme le più comuni delle quali sono quelle a bastoncino e a disco mentre alcuni tipi miniatura sono realizzati a forma di piccola sfera di materiale conduttore avente un diametro di circa 0,25 mm.

I termistori sono essenzialmente suddivisi in due tipi:

a) tipo a riscaldamento diretto il cui elemento resistivo dà luogo al riscaldamento e quindi ad una variazione della resistenza;

b) tipo a riscaldamento indiretto in cui l'elemento resistivo viene riscaldato da una spiralina avvolta attorno ad esso e percorsa da una corrente detta di « controllo ».

La relazione che lega in modo sufficientemente esatto il valore della resistenza di un termistore alla temperatura è espresso dalla formula:

$R = Ae^{B/T}$

nella quale R indica il valore della resistenza alla temperatura assoluta T, A e B rappresentano i valori costanti per un dato tipo di transistore, ed e è la base dei logaritmi naturali in cui $e = 2{,}718$.

Il grafico di fig. 5 indica il comportamento di R in funzione della temperatura per tre distinti valori di A e B. In definitiva un termistore non è altro che resistore caratterizzato da un coefficiente di temperatura assai elevato che gli consente di variare entro limiti molto ampi il valore della resistenza dipendentemente dal valore della intensità di corrente. Il coefficiente di temperatura di un transistore è negativo per il fatto che la conduttività deve essere superiore a caldo anzichè a freddo contrariamente a quanto avviene comunemente (ad esempio nei filamenti dalle valvole elettroniche la resistenza a freddo è minore di circa il 12% rispetto al valore della resistenza a caldo). Il fatto che i termistori presentino una resistenza maggiore a freddo consente di impiegarli quali limitatori di corrente di avviamento limitandone cioè il valore iniziale.

Per convenzione il valore della resistenza a freddo è fissato al valore che corrisponde ad una temperatura di 20 °C. È detto fattore di regolazione il rapporto fra il valore della resistenza a 20 °C, cioè a freddo, ed il valore della resistenza a caldo, considerando che questo valore è definito dalla massima temperatura ammissibile per il termistore e che dipende dai fattori costruttivi fisici e chimici.

I termistori sono usati tanto negli apparecchi radioriceventi, televisori amplificatori ecc. per limitare l'aumento di corrente iniziale che si manifesta alla loro accensione, ma hanno altresì un numero elevatissimo di applicazione in tutti i campi dell'elettronica. Infatti essi sono impiegati per misurare la temperatura di ambienti e forni, come termometri, misuratori di umidità, circuiti di allarme, compensatori dei circuiti aventi coefficiente positivo di temperatura, ecc.

Nelle figg. 6-16 sono illustrati alcuni esempi pratici d'impiego dei termistori.

A.

dott. ing. A. Contoni

Una «miniantenna» elettronica con ottimo rendimento*

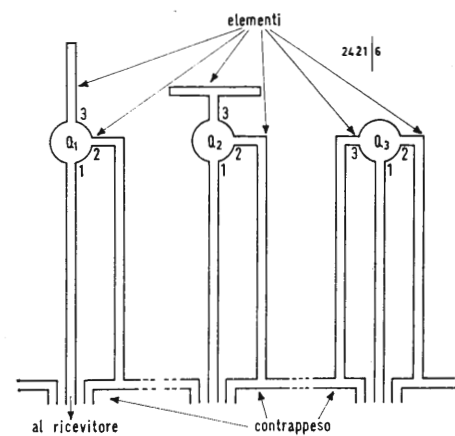



Fig. 1 - Diversi aspetti della « miniantenna » elettronica.

(*) *Toute l'Electronique*, maggio 1968, pag. 159.

A torto o a ragione, i tecnici americani, da qualche tempo in qua, si appassionano ad un'invenzione, i cui risultati appaiono molto interessanti, e che si potrebbe chiamare « miniantenna elettronica ».

Studiata e messa a punto da M. Edwin Turner e dal Dr. Hans Meinke in collaborazione, questo ritrovato ricorda, sotto certi aspetti, un complesso di concezione analoga e reso noto già da qualche tempo.

Chiamata SIA (Subminiature Integrated Antenna), questa « miniantenna » presenta, fra le altre particolarità, quella di un ingombro ridottissimo (dimensioni dell'ordine di 1/50 della lunghezza d'onda da ricevere) pur avendo lo stesso rendimento di un aereo classico del tipo in quarto d'onda.

1. - IL PROBLEMA DELLE ANTENNE MINIATURA

È ben noto che per ottenere un rendimento soddisfacente, le dimensioni fisiche di un'antenna ricevente debbono essere funzioni delle lunghezze d'onda da captare. Come regola generale, e per fare un buon compromesso fra guadagno e ingombro, le antenne sono, nella maggioranza dei casi, tipi in quarto d'onda. Quando la loro dimensione va al di sotto di un certo valore, il loro rendimento si abbassa molto rapidamente, specialmente per le frequenze da 30 MHz in su. Poichè ne risulta una diminuzione sensibile del rapporto segnale/disturbo, si trova molto presto una limitazione nella corsa alla riduzione delle dimensioni delle antenne. Da qui, l'interesse sollevato dalla costruzione qui descritta e che compensa la perdita di guadagno dovuta alla miniaturizzazione dei suoi elementi, per mezzo di componenti attivi incorporati.

2. - LA « MINIANTENNA » S.I.A.

Essa può assumere uno dei 3 aspetti di fig. 1 e impiega transistori rappresentati da Q_1, Q_2 e Q_3, facenti parte integrante dell'antenna e usati per amplificare i segnali RF circolanti nei rami riceventi.

Allo scopo di meglio chiarire il comportamento di una simile antenna, si sono rappresentati in fig. 2 gli schemi elettrici corrispondenti alle tre rappresentazioni di fig. 1.

Rappresentate con C_1, C_2 e C_3, le capacità distribuite sono disposte, analogamente agli elementi L_1, L_2 e L_3, in serie con la sorgente di eccitazione R.F. Come si può verificare considerando lo schema di fig. 3, si possono ideare diversi modi di inserzione dei transistori amplificatori; i numeri inscritti nei cerchietti, si riferiscono alla fig. 1 (schema di principio).

Dai risultati sperimentali, sembra che lo schema di fig. 3*b* sia il più conveniente. La sua costruzione pratica è data in fig. 4, che si può avvicinare a quello di fig. 1*b*.

Fig. 2 - Schemi elettrici equivalenti agli schemi della fig. 1.

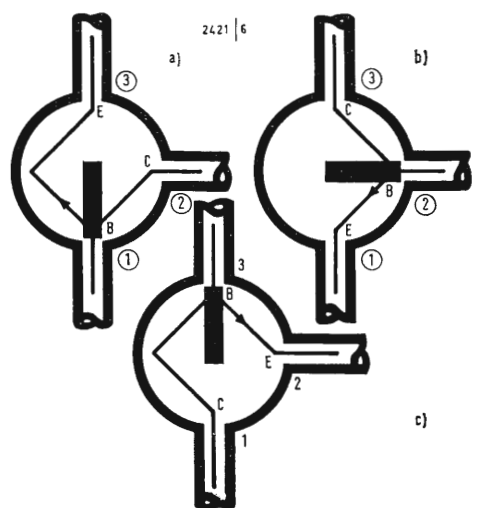



Fig. 3 - Principio di connessione dei transistori.

Fig. 4 - Con questo disegno si capisce meglio come i transistori possano essere disposti in serie con i vari elementi dell'antenna e la piastra superiore. Questa è isolata elettricamente dal contrappeso. Si noti che lo schermo del cavo coassiale di collegamento al ricevitore è normalmente collegato al contrappeso. In pratica si usano almeno 3 elementi per rendere la miniantenna omnidirezionale.

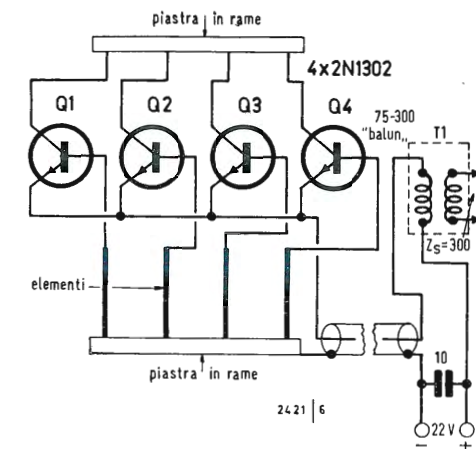



Fig. 5 - Schema di principio dell'antenna omnidirezionale.

Fig. 6 - Particolari costruttivi della « miniantenna elettronica ».

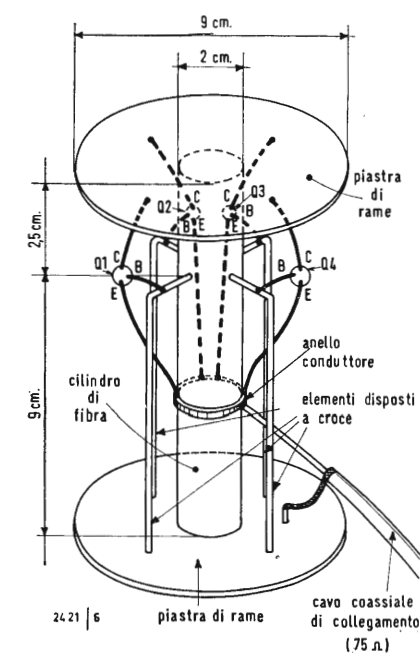
3. - COSTRUZIONE PRATICA

Avendo un solo elemento, la « miniantenna » di fig. 4 è caratterizzata ad un tempo da un guadagno modesto e da una direttività che può essere sconveniente. Per migliorarne il rendimento e renderla omnidirezionale, si può ispirarsi allo schema di principio di fig. 5, ottenuto per extrapolazione del circuito precedente e dove 4 elementi sono disposti in croce tra 2 piastre di rame formanti la sommità e la base (quest'ultima fa la funzione di contrappeso) dell'antenna propriamente detta. La connessione meccanica di queste due parti è effettuata con un cilindro di fibra isolante sul quale è disposto un anello conduttore, che permette di collegare insieme gli emettitori dei transistori Q_1 e Q_4 e di connetterli al cavo coassiale di collegamento. L'alimentazione dei transistori si effettua attraverso questo cavo; i circuiti di base si richiudono sulla piastra facente la funzione di contrappeso. Si noti che la tensione necessaria è di 22 V, con i tipi 2N1302 di transistori adottati. Usando i BC149, più facili da trovare e caratterizzati da un miglior rapporto segnale/disturbo, la tensione di alimentazione non deve superare i 18 V.

I valori riportati sul disegno pratico di fig. 6 corrispondono ad un'antenna di tipo $\lambda/35$, prevista per funzionare nella banda dei 100 MHz; questo tipo è stato preferito ad un'antenna di tipo $\lambda/50$, perchè quest'ultima ha minor rendimento. Concepita per funzionare nella gamma MF, quest'antenna, la cui impedenza di uscita è 75 Ω, deve essere adattata all'entrata 300 Ω dei sintonizzatori classici. Per fare ciò, occorre un « balun » 75/300 Ω (T_1, fig. 5), se non si vuol perdere il beneficio della fig. 5, a meno che, ben inteso, il ricevitore impiegato disponga di un'entrata per cavo coassiale di 75 Ω.

Precisiamo, per finire, che le dimensioni di questa « miniantenna » non sono affatto critiche e che la sua banda passante è sufficientemente larga per coprire l'intera gamma della modulazione di frequenza.

4. - BIBLIOGRAFIA

Build a mini-antenna J. A. Gupton - Radio Electronics - febbraio '68. *A.*

Ludovico De Luca

La percezione della tonalità - Progetto dell'orecchio interno

1. - INTRODUZIONE

Se pensiamo che ogni soluzione tecnica per la generazione, la trasmissione e la riproduzione del suono viene sottoposta, in ultima analisi, al collaudo finale dell'orecchio umano, possiamo convincerci della necessità di rivedere le nostre conoscenze sul funzionamento dell'orecchio, molte volte superficiali, se non addirittura false, e certamente di parecchio arretrate rispetto al rapido progresso dell'elettronica.

Ci proponiamo con il presente lavoro di colmare in parte questa lacuna, mediante una rassegna organica e il più possibilmente aggiornata dei principali fenomeni legati alla qualità essenziale più interessante della sensazione auditiva: la tonalità.

Mentre le qualità oggettive, o fisiche, del suono restano infatti tutte racchiuse nella sua forma d'onda, controllata per un tempo sufficientemente lungo, le corrispondenti qualità soggettive (che riguardano cioè la sensazione provocata nel soggetto che lo riceve) si possono dividere in tre gruppi ben distinti: qualità *essenziali* (intensità e tonalità), senza le quali lo stimolo acustico non sarebbe neppure percepito come suono; qualità *accessorie* (provenienza, distorsione, riverbero, ecc.), particolarmente connesse con l'ambiente e con l'eventuale mezzo riproduttivo; qualità *caratteristiche* (struttura, variazione e inviluppo), o caratteri del suono, mediante le quali i suoni di una sorgente sonora si distinguono da quelli di una sorgente di tipo diverso.

Per facilitare la comprensione del meccanismo della percezione tonale, ci limiteremo al semplice caso della percezione di stimoli regolari presentati monauralmente e tratteremo l'orecchio interno come se fosse un prodotto elettronico industriale, cioè esamineremo a parte il progetto teorico, la realizzazione pratica e la verifica delle soluzioni tecniche nelle varie condizioni di funzionamento. Nel medesimo tempo cercheremo di evitare le complicazioni inutili, quali potrebbero essere ad esempio una terminologia troppo specifica, le espressioni matematiche in genere o un lunghissimo elenco iniziale di simboli, di definizioni e di premesse.

(*) Consegnato manoscritto il 15.7.68

2. - SCHEMA DI PRINCIPIO

Certamente è accaduto a ciascuno di noi, trovandosi tra le mani qualche strano apparecchio di cui mancava la spiegazione del funzionamento, di provare talvolta a indovinare il ragionamento seguito dal costruttore, cercando cioè di risolvere quel medesimo problema in base ai pezzi a disposizione e allo scopo dell'apparecchio. Se l'immaginazione e la fortuna ci assistono, e se non manca qualche pezzo (perchè spesso si tratta di un giocattolo che ha subito già la prova da parte dei nostri figli), una volta su dieci il metodo ha successo. È appunto quello che cercheremo di fare ora con l'orecchio interno.

Per prima cosa scriviamo l'inventario, nella forma più ridotta, del materiale a disposizione:

1) una linea di ritardo di circa 25 ms;
2) una doppia serie di terminazioni nervose (20000 circa) adatte a rivelare il passaggio di un segnale nella linea;
3) un cavo di collegamento (di circa 4000 conduttori) verso il sistema nervoso centrale.

Riguardo allo scopo dell'apparecchio, limitandoci al caso più semplice, potremmo dire: rivelazione di un tono, cioè di un segnale costituito da una sola frequenza, e sua indicazione al cervello in forma tale che questo ne possa percepire facilmente la corrispondente tonalità. Pensandoci bene vediamo che però è più utile formulare un breve elenco delle cose che l'orecchio *non* deve fare:

1) l'orecchio non deve dare alcuna segnalazione d'uscita in assenza di stimoli;

2) non deve dare l'uscita di un segnale quando si presenta al suo posto un tono di frequenza diversa;

3) non deve dare tale uscita neppure nei transitori di questo secondo tono, al momento in cui esso comincia o finisce.

La prima soluzione che ci viene in mente è quella indicata in figura 1*a*. Ma guardando con un poco d'attenzione la figura, ci accorgiamo presto che questa soluzione non soddisfa *nessuna* delle tre richieste dell'elenco. Non soddisfa la prima perchè, se vogliamo una buona sensibilità, i rivelatori x saranno sempre pronti a scattare con il più piccolo rumore di fondo (e in realtà i rivelatori nervosi danno sempre in uscita circa 30 impulsi al secondo anche in assenza completa di stimolo). Non soddisfa la seconda richiesta, e tanto meno la terza, perchè qualunque altro stimolo applicato alla linea di ritardo può avere un'ampiezza nel punto x sufficiente a far funzionare il rivelatore.

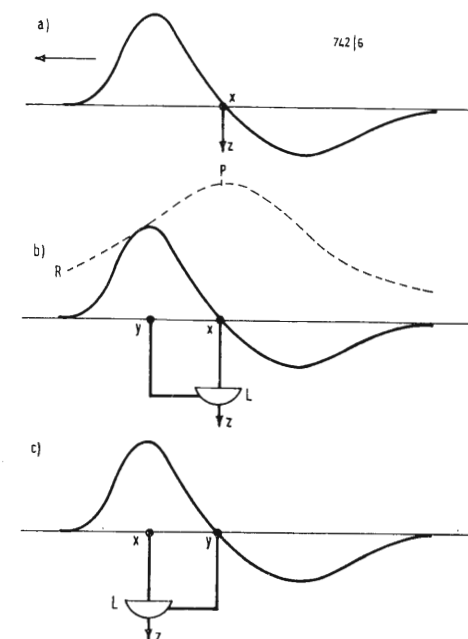
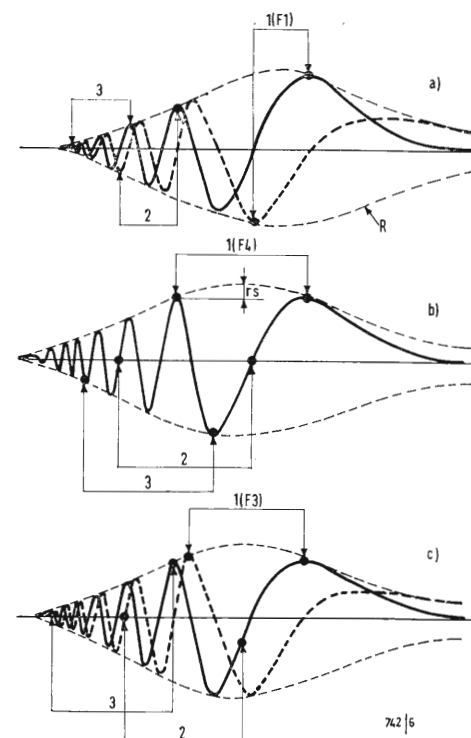



Fig. 1

Dato che un solo punto di rivelazione per ciascun segnale non basta, anche se vogliamo fare economia di rivelatori è chiaro che dobbiamo provare con due. In figura 1*b* è indicata una delle più semplici soluzioni del problema mediante un circuito logico, la quale presenta il vantaggio di richiedere la minima sensibilità dei rivelatori (perchè con i punti x-y così vicini tra di loro il sistema gode molto bene della risonanza dell'inviluppo R). Il circuito logico L, disegnato per chiarezza nella forma classica, può essere pensato (in questo caso) sia come un circuito di coincidenza tra x e y, nel senso che l'uscita su z è possibile solo se il momento in cui l'ampiezza dell'onda è massima in x coincide con il momento in cui essa è zero in y, e sia come un circuito d'inibizione dell'uscita x da parte dell'uscita y, nel senso che per tutti i segnali presenti in y, escluso lo zero, viene impedita l'uscita su z. Per i profani di circuiti logici (e solo per essi) diremo che in fondo è la stessa cosa annunciare a un ragazzo, desideroso di fare una gita, che avrà il permesso di andare ai laghi di domenica se il tempo è bello (coincidenza), oppure che comunque non deve muoversi di casa dal lunedì al sabato (inibizione), a meno che quel ragazzo non sia troppo lento di riflessi.

Naturalmente lo schema 1*b* è molto semplificato, tanto per avvicinarci subito al cuore del problema: la soluzione reale, come vedremo tra poco, è molto più interessante, anche se un tantino più difficile da afferrare. È anche chiaro che tale schema va ripetuto molte volte, più o meno per ciascuna delle uscite nervose z a disposizione, ogni volta per una frequenza diversa.

Vediamo ora se la soluzione soddisfa alle richieste. Possiamo dire di sì per la prima, perchè l'inibizione (preferiamo pensare il circuito L in questo modo) dell'uscita y riduce enormemente la probabilità di false uscite in z, anche se vi sono delle uscite spurie in x. Possiamo dire tranquillamente di sì pure alla seconda richiesta, perchè, non appena la frequenza dello stimolo cambia leggermente e anche se questo è d'ampiezza maggiore di quella necessaria come soglia per il segnale, cambia la lunghezza del quarto d'onda del disturbo rispetto ai punti fissi x e y, e di conseguenza l'uscita z viene rapidamente a mancare.

Ma la soluzione non soddisfa ancora la richiesta numero tre. Infatti, quando il fronte di un'onda arriva nel punto x, il rivelatore posto in questo punto riesce a dare un'uscita senza che il rivelatore y faccia in tempo a dare l'inibizione. Tenendo presente un fatto che cade continuamente sotto gli occhi, cioè che in un sistema vibrante qualsiasi le oscillazioni (come le malattie) impiegano sempre più tempo a finire che a cominciare, arriviamo alla conclusione di dover scambiare tra di loro i punti x e y. La soluzione indicata in figura 1*c* è quindi accettabile, perchè soddisfa tutte le richieste dell'elenco. In particolare possiamo controllare che quando arriva il fronte di un'onda nel punto x, non viene data alcuna uscita in z, a meno che non si tratti dell'onda corrispondente al segnale (la quale presenta uno zero nel punto y). Alla fine dello stimolo disturbante accade invece che l'ampiezza dell'inviluppo diminuisce con una certa dolcezza (determinata dalla Q della linea di ritardo uguale a circa 3 nel punto di risonanza) e viene così assicurato un soddisfacente grado di inibizione nel momento dell'ultima sollecitazione a piena ampiezza nel punto x.

Prima di procedere oltre dobbiamo osservare che la posizione effettiva dei punti x e y, rispetto al punto P di risonanza dell'inviluppo dell'onda alla frequenza corrispondente, deve essere scelta in modo che il segnale ricevuto in y sia sempre più forte di quello ricevuto in x, altrimenti non sarebbero più soddisfatte le richieste dell'elenco. Nel caso di uguale sensibilità tra i due rivelatori, il punto y dovrebbe trovarsi in corrispondenza di P e il punto x più a valle. Nel caso in cui si disponga di due tipi di rivelatori con sensibilità diversa, conviene utilizzare il rivelatore più *duro* per x e metterlo in corrispondenza del punto P, ponendo il rivelatore y più a monte. A parte il fatto che possiamo immaginare una situazione intermedia, dipendente sempre dalla diversa sensibilità dei due tipi di rivelatori, dobbiamo comunque tener presente che tutto ciò non ha alcuna importanza pratica, se facciamo tutte le misure sulle uscite dei rivelatori x e y, e imponiamo semplicemente la condizione che la soglia di x sia più dura della soglia di y, con un certo margine di sicurezza, alla frequenza del segnale.

3. - VERIFICA PRELIMINARE

Il fatto di aver trovato una possibile soluzione al nostro problema, non ci autorizza tuttavia a ritenere che si tratti della soluzione migliore. Cominciamo quindi a vedere se la soluzione trovata ha qualche difetto e poi mettiamola a confronto con altre soluzioni ad essa equivalenti, salvo la mancanza di questo difetto. In figura 2*a* è rappresentata l'onda viaggiante nella linea di ritardo, nel modo che fa capire meglio l'effettivo funzionamento dei rivelatori x-y. È facile comprendere, infatti, che l'unico modo pratico per eseguire la rivelazione y è quello di disporre un rivelatore nel punto y, ma in modo che esso sia sensibile solo al picco di un'onda

Fig. 2

ruotata di 90 gradi rispetto a quella originale. Così facendo la parte elettronica (tipo di rivelatore e circuito logico) si può risolvere facilmente, con l'impiego di rivelatori tutti dello stesso tipo e circuiti logici di semplice coincidenza; mentre al progettista meccanico viene lasciata la complicazione di costruire la linea di ritardo e di disporre in essa i rivelatori x e y nel modo adatto ad ottenere la necessaria rotazione di fase (soluzione che vedremo nella parte realizzativa).

Dalla figura 2*a* risultano piuttosto evidenti due difetti del nostro schema di principio: uno consiste nella limitata precisione ottenibile sulla misura della frequenza del tono, dato che i punti x-y si trovano su due picchi distanti un solo quarto di lunghezza d'onda (chiameremo $F1$ questo caso, per indicare che si tratta di analisi di un tono f mediante l'intervallo di un solo quarto d'onda); il secondo difetto consiste nel particolare rapporto tra le prime due frequenze immagini del sistema e la frequenza f del segnale, una che corrisponde alla percezione di una falsa frequenza f:5 e l'altra alla frequenza f:9.

Questo significa che l'inviluppo della risonanza R deve smorzarsi in un tempo ben determinato, più o meno come è disegnato nella figura, rendendo così il sistema alquanto critico nei riguardi del livello del segnale.

Fig 3

Ma il terzo difetto, non apparente in figura 2*a*, ci sembra quello più grave: ci riferiamo alle difficoltà di *cablaggio*. Non dobbiamo credere che questo sia un problema da affrontare soltanto nella fase di realizzazione di un'apparecchiatura in genere: esso va esaminato già nel progetto iniziale e, se necessario, occorre cercare subito un'altra soluzione (come accadrà appunto ora).

Vediamo quindi l'insieme dei collegamenti da fare nella soluzione $F1$. Occorre collegare qualche migliaio di rivelatori, a due a due (per semplicità trascuriamo qui le connessioni multiple legate all'analisi del livello), con un numero metà di unità logiche, e poi ad altrettanti fili da riunire in un cavo comune di uscita. Possiamo immaginare la linea di ritardo nella forma di un tubo lungo 35 cm (scala 10:1) con una serie di fori; da ciascun foro dobbiamo far uscire in generale un filo x e un filo y, che però *non* vanno collegati alla stessa unità logica. Ciascuna unità deve infatti essere collegata a un rivelatore x di un foro e a un rivelatore y di un altro foro più a monte del primo. Ci accorgiamo subito che avremo una rete di collegamenti estesa e complessa, in qualunque posto vengano sistemate le unità logiche.

Un quarto difetto della nostra soluzione, connesso ugualmente con le difficoltà di realizzazione, è forse altrettanto grave. Occorre cioè garantire la spaziatura regolare tra i due fori della linea di ritardo relativi alle stesse unità logiche, senza alcun punto di riferimento.

I due ultimi difetti possono essere eliminati contemporaneamente avvolgendo a spirale la linea di ritardo, in modo tale che i punti x e y della stessa unità logica risultino vicini tra di loro. Se il ritardo cresce sempre in modo logaritmico rispetto alla lunghezza della linea (come indicato in figura 2), la spirale apparirà avvolta intorno a un cilindro o a un cono. Se invece verso la fine della linea il ritardo cresce ancora più lentamente, gli ultimi giri risulteranno più corti, e quindi la spirale sembrerà avvolta intorno a una semisfera (come accade appunto nella chiocciola, o *còclea*, dell'orecchio interno).

A rigore sarebbe possibile una soluzione $F1$ realizzata con una spirale molto stretta e formata di parecchie spire (oltre dieci), ma aumentando l'ingombro e le complicazioni meccaniche all'interno della linea di ritardo. Passiamo perciò a considerare in figura 2*b* la soluzione $F4$, in cui il confronto è fatto tra punti x-y posti alla massima distanza possibile (con intervalli maggiori di un'intera lunghezza d'onda il segnale potrebbe infatti essere facilmente simulato da disturbi a frequenza più bassa), la quale offre anche il vantaggio di non richiedere lo sfasamento d'onda tra i punti x e y. Notiamo una certa riduzione della soglia *rs*, eliminabile immediatamente aumentando di qualche dB la sensibilità dei rivelatori. Le frequenze immagini si trovano nella posizione migliore per la loro eliminazione all'esterno della còclea, nel modo che vedremo in seguito. L'unico difetto che possiamo notare nella soluzione $F4$ (non visibile subito nella figura) è il fatto di non poter accettare un disturbo alla frequenza una volta e mezzo più alta del segnale, il che è incompatibile con le caratteristiche della voce umana. Ci sono delle buone ragioni per ritenere invece che questa sia la soluzione utilizzata nell'orecchio interno della rana.

La figura 3 mette in risalto la differenza sostanziale tra le soluzioni con intervallo dispari $F1$ e $F3$, e quelle con intervallo pari $F2$ (nella quale il funzionamento in controfase dei rivelatori potrebbe essere realizzato disponendo le due serie x e y sui lati opposti della parte vibrante all'interno della linea di ritardo) e $F4$, riguardo alla disposizione dei rivelatori e all'immunità contro il mascheramento da parte di disturbi a frequenza molto bassa rispetto al segnale. Dato che il disturbo D si presenta in tal caso sempre in fase sui due punti x-y, i sistemi con rivelatori in quadratura risultano chiaramente migliori.

Allo scopo di riunire i vantaggi di $F1$ e $F4$, scegliamo quindi la soluzione $F3$ (fig. 2*c*), che finalmente soddisfa tutte le nostre richieste per la realizzazione. Il rapporto teorico tra le frequenze agli estremi di una spira (uguale al rapporto dei rispettivi ritardi dall'inizio della li-

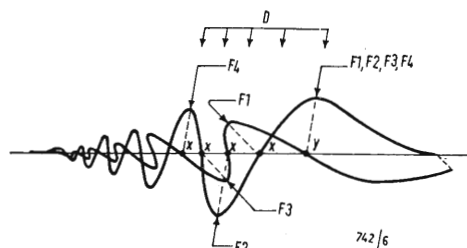
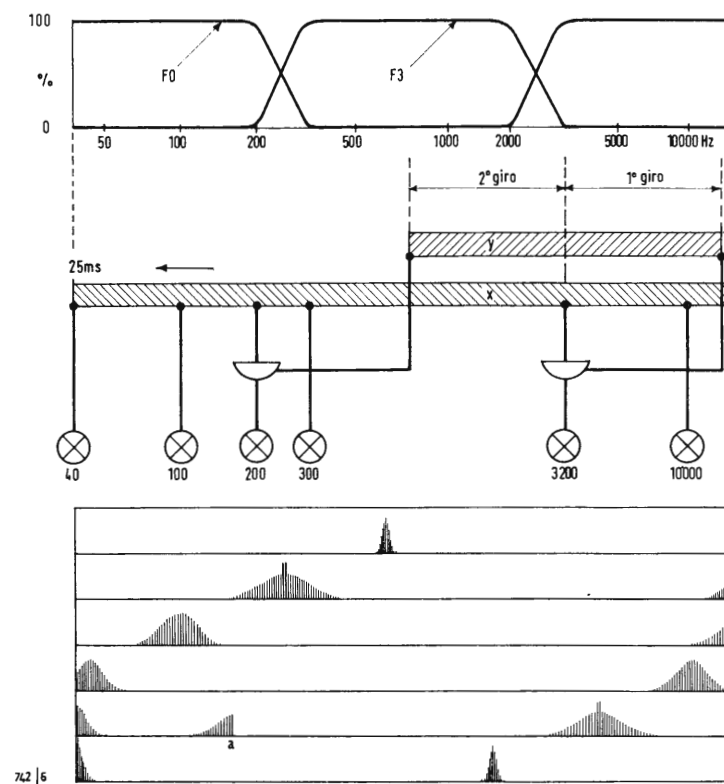



Fig. 4

nea) è 4, mentre le frequenze immagini possono essere mantenute negli stessi rapporti della soluzione $F4$, mediante opportuni accorgimenti nel progetto meccanico della linea di ritardo.

4. - PERCEZIONE DEI TONI

A questo punto passiamo a figurarci un quadro più completo del sistema della percezione tonale. In figura 4 è indicato lo schema d'insieme dei vari circuiti logici dell'orecchio interno. Le due serie di rivelatori x e y sono rappresentate separatamente per chiarezza, anche se fanno parte della medesima linea di ritardo. Gli estremi della banda di frequenza nella quale è utilizzabile la serie y, secondo il rapporto (teorico) 1 : 16, sono stati fissati a 800 e 12800 Hz. Dalla figura risulta allora evidente che la soluzione $F3$ può essere utilizzata solo entro la banda 200-3200 Hz e che dovremo accontentarci della soluzione elementare vista in figura 1*a* (d'ora in poi contraddistinta con $F0$, dato che essa corrisponde all'esame entro un intervallo di *zero* quarti d'onda) nelle zone estreme del campo. L'impiego della soluzione $F0$ in tali zone è possibile purchè la sensibilità dei rivelatori x sia sempre peggiore procedendo verso i due estremi della linea, in modo da limitare in essi il mascheramento e la simulazione da parte di toni a frequenza più lontana dagli estremi del campo (rispetto alla frequenza del segnale).

Per capire cosa accade all'altro capo del cavo di collegamento, dove arrivano tutte le informazioni provenienti dall'orecchio interno, dobbiamo fare ancora un piccolo sforzo d'immaginazione. Supponiamo che su ciascun conduttore, anzichè impulsi di qualche decina di mV, vengano trasmessi impulsi sufficienti ad accendere una comune lampada elettrica. Scegliamo un tipo di filamento tale da accendersi con una costante di tempo di circa 200 ms (tempo d'integrazione tra gli impulsi trasmessi dal nervo acustico) e con tre o quattro differenti valori di luminosità; colleghiamo poi le lampade più deboli ai fili z che danno l'uscita con più bassi livelli del tono, e le lampade più potenti via via ai fili corrispondenti a soglie di livello più alto. Pensiamo poi di riunire tutte le lampade in un pannello (disposto su una parete semicircolare abbastanza grande) costituito da circa un migliaio di feritoie verticali affiancate, chiuse davanti da un diffusore semitrasparente, facendo corrispondere le feritoie ad altrettanti punti di rivelazione x della linea di ritardo, e inserendo in ciascuna feritoia tutte le lampade di diversa potenza relative al medesimo punto della linea. Dopo di che possiamo immaginare di sistemarci al centro di questa specie di planetario, per osservare comodamente il risultato.

Ammesso che esista una coppia di rivelatori x-y *esattamente* predisposta per funzionare alla frequenza del tono con cui pensiamo di iniziare l'esperimento, per esempio a 1000 Hz, vedremo illuminarsi la feritoia corrispondente, con una intensità tanto più forte quanto più è alto il livello del segnale. Ma può darsi pure che il tono di prova sia tale da interessare due coppie di rivelatori contigue e che quindi si accendano contemporaneamente due feritoie, ad un livello (di soglia) del segnale leggermente più alto rispetto al caso precedente. È facile convincerci che in realtà si accenderanno sempre più feritoie per volta e che quindi apparirà sul pannello una *zona* luminosa, d'intensità decrescente verso i lati. Nella parte inferiore della figura 4 è indicato l'andamento dell'intensità luminosa per una dozzina di toni a frequenza diversa: essa rappresenta cioè l'*immagine tonale* dello stimolo acustico applicato all'orecchio (da non confondere naturalmente con le frequenze immagini viste in precedenza).

Con un tono di 100 o di 10000 Hz, quando cioè sono interessati soltanto rivelatori x, la zona luminosa sul nostro pannello si allargherà notevolmente, pur potendo apprezzare il punto intorno al quale la luce si concentra. Il caso di un tono leggermente inferiore a 200 Hz ci permette di fare una interessante osservazione: se il passaggio tra la rivelazione tipo $F0$ e quella $F3$ fosse brusco, è chiaro che si avrebbe l'immagine tonale indicata in *a* (fig. 4). Essa è inaccettabile per due ragioni: darebbe

luogo a un errore di valutazione dell'altezza per quel tono e determinerebbe un salto nel comportamento dell'orecchio nel momento della brusca apparizione dell'uscita *F3*.

Il passaggio tra la soluzione *F0* e *F3*, nella banda centrale, *deve* quindi avvenire gradualmente, mediante la mescolazione di rivelatori semplici nella serie *x* con altri da accoppiare alla serie *y*, come è indicato nella parte superiore della fig. 4, anche a costo di ridurre ulteriormente la zona delle frequenze nella quale si hanno in pieno i vantaggi della soluzione *F3*. In realtà è possibile mantenere buona parte di questi vantaggi nella zona di transizione: per esempio si può osservare, sempre nella parte inferiore della figura 4, che l'immagine tonale risulta allora dalla somma di due immagini del tipo *F0* e *F3*, delle quali la seconda è certamente di aiuto alla valutazione precisa della posizione del tono sul pannello luminoso. È infatti ormai chiaro, a questo punto, che l'*altezza* della tonalità percepita consiste proprio nella *posizione apparente* della sua immagine.

Nel caso infine di segnali a frequenza sempre più vicina agli estremi del campo, osserviamo che l'immagine tonale prima raggiunge con il suo punto di massima luminosità tali estremi e poi gradualmente *si schiaccia* tutta sull'uno o sull'altro degli estremi stessi. Vediamo cioè la zona luminosa sul nostro pannello che diventa man mano più sottile e infine svanisce, senza più cambiare la sua posizione apparente; allo stesso modo in cui possiamo accorgerci che la frequenza di un tono s'avvicina ancora verso gli estremi del nostro campo di udibilità, anche quando non possiamo più percepire alcuna variazione d'altezza nella tonalità corrispondente.

Fig. 5

5. - PERCEZIONE DEGLI IMPULSI

Passiamo adesso a esaminare il caso in cui lo stimolo acustico, anzichè da un tono, è costituito da una serie regolare d'impulsi. Il materiale a nostra disposizione è quello del paragrafo 2, dal quale è stata tolta la parte utilizzata per *F0* e *F3*. Si tratta essenzialmente di apprezzare la frequenza di ripetizione di segnali non sinusoidali, e di darne l'informazione relativa nel modo più adatto alla sua interpretazione tonale, senza che vi sia contrasto con l'informazione fornita dal sistema di percezione dei toni. Ma anche qui ci conviene elencare i casi in cui questo secondo sistema di percezione *non* deve funzionare:

1) quando non è presente alcuno stimolo acustico;

2) quando lo stimolo acustico è costituito soltanto da un tono;

3) quando lo stimolo comprende più toni, ciascuno riconoscibile come tale, cioè con una immagine tonale abbastanza separata dalle altre.

Consideriamo in particolare la seconda richiesta: essa suggerisce subito l'idea di un circuito inibitore, sistemato in modo tale che la sua uscita sia sempre zero quando il segnale è una sinusoide *di qualsiasi frequenza*. E dato che questo è chiaramente impossibile ad ottenere con due soli punti di rivelazione, arriviamo al primo risultato concreto, cioè quello di fissare a tre il numero dei punti occorrenti.

In figura 5*a* è indicata la prima soluzione che viene in mente: l'uscita *s* compare al passaggio dell'impulso sul rivelatore *v*, solo se i due inibitori *u-w* sono in quel momento a riposo. La soluzione presenta però molti difetti evidenti: accetta anche impulsi singoli, non si presta affatto a una valutazione precisa della frequenza, e non risponde alle ultime due richieste dell'elenco.

Analogamente al caso della figura 1*c*, invertiamo allora anche qui i due tipi di rivelatori tra di loro, ottenendo la soluzione indicata in 5*b*. Essa dà l'uscita *s* solo se sono presenti *due* impulsi alla distanza giusta e nello stesso istante il segnale è zero (teoricamente) sull'inibitore *v*. Questa soluzione rifiuta gli impulsi singoli, ma non soddisfa ancora le nostre richieste nei riguardi dei toni.

Il problema di riconoscere una serie d'impulsi da un tono risulterà molto più chiaro ridisegnando gli impulsi *come essi sono in realtà* e non come siamo abituati a vederli sugli oscilloscopi. La figura 5*c* mostra appunto un caso tipico di segnale acustico impulsivo, sempre su una scala lineare del tempo. (Osserviamo in proposito che sia gli spostamenti delle forme d'onda che i ritardi, vanno crescendo nelle figure sempre verso sinistra, in modo da avere l'ordine cronologico dei vari fenomeni e le frequenze sempre crescenti verso destra).

Salta subito all'occhio la possibilità di scegliere una posizione asimmetrica dell'inibitore *v* tale da accettare bene gli impulsi e rifiutare le sinusoidi. La posizione ottima ci viene suggerita dalle solite ragioni pratiche di cablaggio: infatti è chiaro che, se possibile, dovremo cercare di sistemare i tre rivelatori di ciascuna unità logica nei tre punti allineati su spire consecutive della còclea, esattamente come già visto nel sistema di percezione dei toni. Il rapporto necessario tra i tempi di ritardo entro due giri consecutivi della còclea per la soluzione *F3* è 4; prima di accettare tale rapporto (che è appunto quello indicato in figura 5*c*) occorre controllare tuttavia se esso soddisfa le ultime due richieste dell'elenco. Possiamo rispondere di sì, facendo volentieri a meno delle relative dimostrazioni matematiche, pensando soltanto che quando un tono di frequenza qualsiasi ha un numero dispari di quarti d'onda tra *v* e *w*, avrà pure un numero dispari di quarti d'onda tra *u* e *w*, dato che la distanza *u-v* è quattro volte maggiore, e quindi

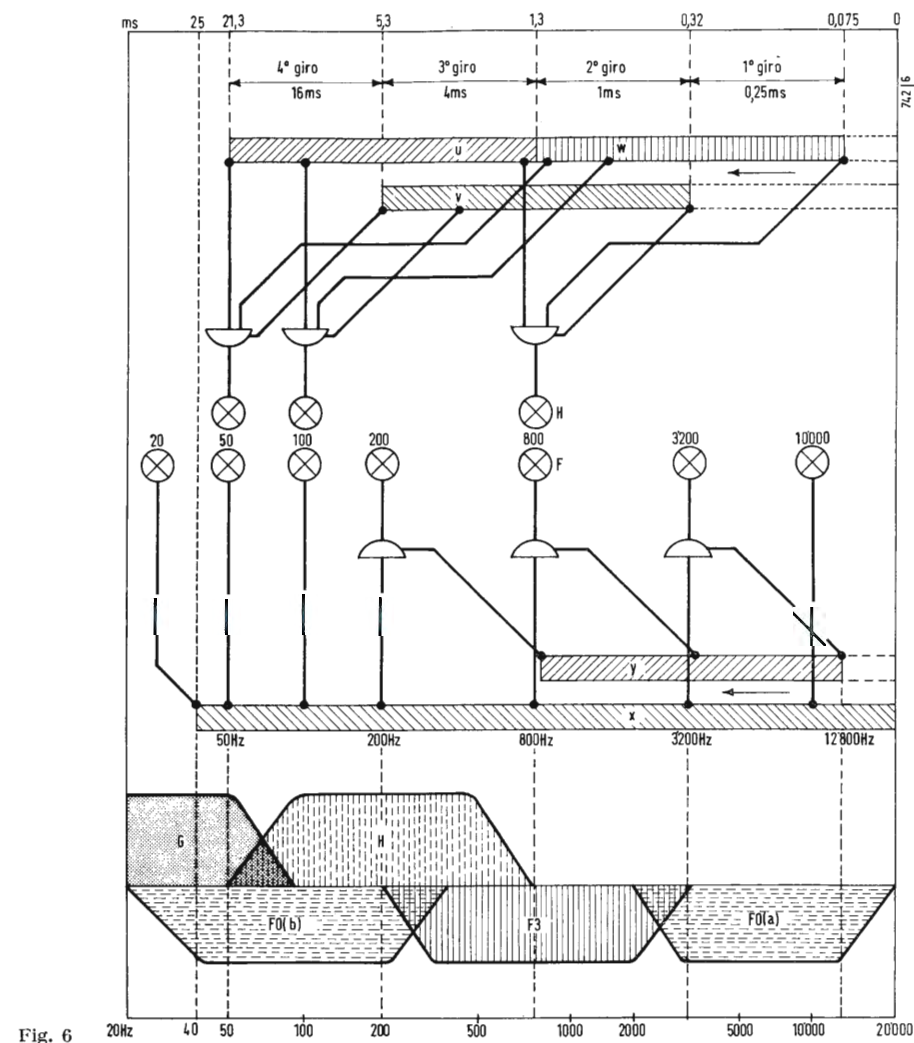



Fig. 6

non è possibile la simulazione della serie d'impulsi.

Chiamiamo *H* questo secondo sistema di percezione tonale, e passiamo a esaminare lo schema d'insieme nella parte superiore della figura 6. Essa rappresenta il caso in cui sia possibile l'utilizzazione di quattro giri della linea di ritardo a tale scopo (dal punto di 75 μs al punto di 21,3 ms di ritardo), dando luogo a una banda di frequenze di ripetizione *h* riconoscibili, che vanno da 50 a 800 impulsi al secondo. Anche qui le serie di rivelatori *u*, *v* e *w* sono disegnate separatamente, per chiarezza, sebbene facciano parte della stessa linea di ritardo (che serve pure ai rivelatori *x* e *y*).

Nella parte centrale della figura 6 è riportato lo schema d'estrazione della tonalità *F* (cioè dei sistemi *F0* ed *F3*), per mettere in evidenza la possibilità di far corrispondere ad una ad una le lampade *F* del nostro pannello con altrettante lampade *H* relative a questo secondo fascio di conduttori (per semplicità di ragionamento, anche se non esattamente vero).

Cerchiamo adesso di capire con quale criterio sia possibile combinare nel cervello gli effetti dei due tipi di tonalità, quando essi riguardano lo stesso stimolo acustico, senza che vi sia contrasto tra le due indicazioni, ma anzi esse si integrino a vicenda. Ci conviene tornare allora al modello luminoso che abbiamo lasciato nella nostra stanza semicircolare, per eseguirvi le opportune modifiche. Prendiamo un certo numero (inferiore al precedente) di nuove lampade *H*, scelte come potenza e collegate ai rivelatori *u-v-w* in modo analogo alle lampade *F*, coloriamole tutte di rosso e inseriamole nelle *medesime* feritoie che già corrispondono più o meno ai punti della linea di ritardo che ci interessano. Sfiliamo poi tutte le lampade *F*, coloriamole di verde e rimettiamole al loro posto. Sistemiamoci nella nostra sedia al centro della stanza, girevole se vogliamo stare più comodi, facciamo il buio e osserviamo cosa accade.

Applicando nuovamente un tono al nostro modello di orecchio elettronico, vedremo apparire in qualche parte una zona di luce verde, d'intensità luminosa crescente con il livello del segnale e più o meno concentrata intorno a un punto, la cui posizione sul pannello rappresenta, come sappiamo, l'altezza della tonalità corrispondente a quel segnale. Applicando invece una serie di impulsi, filtrata in modo da eliminare le componenti di frequenza bassa (mediante un opportuno filtro passa-alto), vedremo invece una analoga zona di luce rossa, naturalmente solo nella metà sinistra del pannello, la cui posizione rappresenta l'altezza della tonalità *H*.

Se però sostituiamo il filtro passa-alto con uno passa-banda, può accadere anche che vediamo due tonalità distinte: una bassa (a sinistra, di luce rossa) fornita dal sistema *H* e indicante la vera frequenza di ripetizione degli impulsi; e una alta (molto più a destra, di luce verde) fornita dal sistema *F* e indicante la frequenza naturale d'oscillazione del filtro. Possiamo anticipare a questo punto che se inviassimo al nostro modello il segnale registrato (e

riprodotto quindi in modo continuo e regolare) di una vocale qualsiasi, emessa a frequenza bassa, vedremmo apparire la tonalità cosiddetta *fondamentale* della voce a sinistra (tipo *H*) e le *formanti* di quella vocale a destra. È importante sottolineare che, in generale, apparirà sempre *una* sola tonalità del tipo *H*; a meno che il segnale sia volutamente ambiguo (per esempio una serie d'impulsi nella quale gli impulsi pari siano tutti leggermente spostati rispetto alla loro posizione nominale). In quest'ultimo caso vedremo la zona rossa allargarsi e in certe condizioni (quando per esempio gli impulsi pari sono tutti ritardati in misura uguale) la natura *ambivalente* del segnale potrà dar luogo a una vera e propria immagine tonale doppia, nella quale potremo riconoscere con un poco d'attenzione i due punti di massima luminosità.

Osserviamo infine il caso della sovrapposizione *F-H* propriamente detta. Si tratta di capire cosa accade quando le tonalità *F* e *H* di un segnale hanno la medesima altezza. Può darsi infatti (e in realtà questo avviene quasi sempre) che una certa forma d'onda abbia un andamento simile ad una serie d'impulsi, sufficiente a fornire una tonalità *H*, e nello stesso tempo contenga pure una sinusoide alla stessa frequenza. In particolare si richiede che non vi sia contrasto tra le due informazioni tonali, cosa che potrebbe accadere nel caso di piccole differenze di fase o di frequenza (battimento). E si richiede pure la *continuità* tra le due misure, nel senso che un passaggio da un tipo di segnale all'altro (a frequenza costante) non deve dar luogo a variazioni d'altezza tra le tonalità corrispondenti.

La comprensione del processo di addizione risulta appunto grandemente facilitata per mezzo del nostro modello; applicando ad esso un segnale complesso formato ad esempio per metà da una sinusoide e per metà da una serie d'impulsi alla stessa frequenza, è chiaro infatti che, per il modo stesso come sono stati fatti i collegamenti, vedremo apparire una luce bianca nelle feritoie comuni alle due tonalità. I due sistemi *F* ed *H* si integrano così a vicenda, facendo aumentare la luce in quella zona e migliorando in generale il funzionamento dell'insieme. Cambiando la percentuale di composizione del segnale complesso, è chiaro pure che la sua immagine tonale cambierà gradualmente di colore, ma non di posizione sul pannello.

In presenza di leggere e rapide variazioni di frequenza o di fase tra le due informazioni contenute nell'onda complessa, l'immagine tonale si allargherà, restando ancora nell'insieme di luce bianca, a meno che anche questo segnale sia generato volutamente in forma ambigua (cioè con una frequenza di ripetizione degli impulsi leggermente e costantemente diversa dalla frequenza della sinusoide). In quest'ultimo caso l'immagine risulterà doppia, con i due punti di massima luminosità leggermente separati e di colore diverso, riconoscibili ad un esame più attento.

È invece da escludere qualsiasi effetto di vero e proprio battimento tra le frequenze *h* e *f*, perchè la combinazione dei due tipi di tonalità avviene sommando l'intensità luminosa delle due serie di lampade nella stessa zona, cioè *dopo* che in ciascuna lampada è avvenuta l'integrazione del segnale nel tempo e si è perduta così ogni traccia della forma d'onda effettivamente rivelata lungo la linea di ritardo.

Lo schema d'insieme della figura 6 può essere ulteriormente semplificato, come vedremo per comodità di esposizione all'inizio della parte realizzativa. Nella parte inferiore della stessa figura 6 sono raccolte in forma sintetica le bande di frequenza nelle quali funzionano i sistemi di percezione finora visti. Il sistema *F*0 è stato contrassegnato *F*0 (*a*) per le frequenze alte e *F*0 (*b*) per le frequenze basse. Per rendere il quadro completo, nella sua sinistra è stato indicato anche il sistema *G*, sebbene questo esame venga svolto in gran parte fuori dell'orecchio interno e ad esso non corrisponda una vera e propria tonalità. (Si tratta in sostanza della valutazione soggettiva e immediata della velocità con cui vengono ripetuti stimoli acustici uguali, corrispondente più o meno a frequenze comprese tra 1 e 100 ripetizioni al secondo). La cosa più interessante da notare, in tale grafico, è la saldatura tra le cinque distinte parti con cui il nostro orecchio esegue (o fornisce il mezzo per eseguire) la valutazione delle frequenze. Un'altra saldatura (non indicata) da ricordare è quella tra il fianco inferiore di *F*0 (*b*) e la cosiddetta persistenza delle immagini sulla retina: mentre dalla frequenza di 16 fotogrammi al secondo in poi si perde la percezione individuale delle immagini, è a questo stesso valore che per uno stimolo acustico di una sola frequenza si comincia ad avere, nei casi migliori, la percezione della tonalità. Notiamo pure che il sistema *H* risulta centrato intorno alla frequenza di 200 Hz, ciò che lo rende estremamente efficace (come è naturale che sia) per l'estrazione della tonalità nella voce umana. La frequenza di 800 Hz, per finire, domina sulle altre nel mezzo del grafico: certamente non a caso essa viene usata da cinquanta anni come frequenza di riferimento in tutte le misure legate in qualche modo con la percezione acustica.

6. - ELIMINAZIONE DELLE FREQUENZE IMMAGINI

Prima di poter concludere questo rapido progetto teorico dell'orecchio interno, dobbiamo tornare un momento al problema delle frequenze immagini, osservate a proposito del sistema analizzatore *F*3. Abbiamo visto allora che, con qualche ritocco alla linea di ritardo, la posizione delle frequenze immagini poteva ricondursi a quella del sistema *F*4, cioè ordinata verso sinistra (frequenze più basse del segnale, come si può osservare in figura 2) secondo la progressione armonica *f*, *f* : 2, *f* : 3, e così via. (A rigore sono proprio queste le vere *armoniche* della frequenza *f*, anzichè le frequenze *f*, 2*f*, 3*f*, ecc, che ormai ne hanno usurpato il nome). Per evitare ogni confusione indicheremo tali frequenze immagini semplicemente come *sottomultiple* della frequenza (*f*) del segnale.

Vediamo intanto di chiarire bene come nascono questi falsi riconoscimenti, quando nella linea di ritardo è presente *soltanto* un tono a frequenza *f*. Guardando i vari casi rappresentati in figura 2, osserviamo che dopo aver trovato una prima coppia di rivelatori *x-y* che esegue l'estrazione esatta delle frequenze, continuando il suo viaggio nella linea di ritardo l'onda incontra pure (non importa se in un momento diverso) le altre coppie di revelatori *x-y* disposte lungo tutta la linea e destinate a riconoscere i toni di frequenza più bassa (rispetto al segnale). Quindi è chiaro che prima o dopo, l'onda trova una seconda coppia *x-y* (indicata con 2 nella stessa figura) per la quale essa appare come se si trattasse dell'onda destinata a quella coppia, la cui frequenza è tanto minore quanto più a sinistra si trova la coppia *ingannata* dal segnale. Assieme ad una informazione giusta sui fili di uscita dell'intero sistema di estrazione, abbiamo pertanto un certo numero di informazioni false, che indicano cioè la presenza nella linea di ritardo di segnali che invece non sono affatto presenti. Si tratta ora di eliminare queste false informazioni, o almeno di limitarne il più possibile l'effetto nocivo.

Vediamo due soluzioni, una realizzabile all'interno e l'altra all'esterno della linea di ritardo. La prima consiste ovviamente nel progettare la linea in modo tale da smorzare molto rapidamente l'ampiezza dell'onda che l'attraversa, non appena questa ha superato la coppia giusta di rivelatori. A parte le complicazioni costruttive che tale frenatura violenta dell'onda comporta, specialmente agli alti livelli del segnale, e a parte il fatto che (come si può vedere in figura 2) essa sarebbe applicabile soltanto nel caso *F*1, è chiaro che dobbiamo scartare subito questa soluzione per un altro più serio motivo: uno smorzamento del genere metterebbe infatti completamente fuori servizio il nostro sistema di percezione *H*, ora che sappiamo come esso funziona. (Principalmente per questa ragione abbiamo rimandato fin qui l'esame delle frequenze immagini).

La seconda soluzione è tutt'altro che evidente; per afferrarla in pieno dobbiamo fare ancora un ultimo sforzo

d'immaginazione, dopo di che ci prenderemo un periodo di riposo. Cominciamo a confrontare le curve della figura 2 tra di loro: notiamo un graduale avvicinamento tra le frequenze immagini, passando dal caso *F*1 verso il caso *F*4 (il caso *F*2, non rappresentato, si comporta in modo intermedio tra *F*1 e *F*3). Osserviamo pure che, per *F*4, la posizione delle immagini corrisponde esattamente a quella necessaria per dare le false informazioni d'uscita a frequenze sottomultiple della frequenza del segnale. Avendo rinunciato ormai all'idea (irrealizzabile) di eliminare completamente queste false informazioni, cerchiamo di vedere se almeno esiste un modo per limitarne le conseguenze dannose. Possiamo soltanto intuire, per il momento, che questo scopo risulterà più facile da raggiungere se le frequenze immagini saranno ordinate in modo semplice e regolare.

A questo punto ci conviene tornare ancora una volta al nostro pannello luminoso, per eseguirvi un'ulteriore (e per ora ultima) modifica. Supponiamo che tutto il pannello sia realizzato con materiale abbastanza cedevole per poterne cambiare la forma e la lunghezza a piacere, e immaginiamo di eseguire le seguenti operazioni: tiriamo l'estremo sinistro verso il basso e poi sempre in senso antiorario, finchè il pannello comincerà ad assumere una forma a spirale (che si apre nel senso opposto).

Applichiamo poi un tono al nostro modello elettronico, con livello abbastanza alto per veder comparire sul pannello anche le immagini tonali indesiderate, e poi chiediamoci in quale modo dovrebbe essere avvolta la striscia di lampade per avere il minor numero di zone luminose visibili. Per un certo tono, ad esempio, possiamo capire che potremmo anche far capitare *tutte* le frequenze sottomultiple una sotto l'altra, su altrettanti giri di una spirale particolare, ottenuta cioè allungando parecchio le spire più esterne. La stessa spirale andrebbe bene però per quel tono soltanto. Per un tono di frequenza metà le zone luminose sarebbero ancora allineate, ma su giri alterni della spirale; mentre per gli altri toni le immagini indesiderate tornerebbero nuovamente ad apparire nei punti più impensati della calotta sferica del planetario, addosso alla quale abbiamo avvolto la nostra spirale.

C'è tuttavia un modo per sistemare la spirale stessa (e qui ci serve appunto lo sforzo d'immaginazione che dicevamo), adatto a mantenere adiacenti il maggior numero di zone luminose di spire consecutive, indipendentemente dalla frequenza del tono applicato al sistema: tale modo è rappresentato dal più piccolo rapporto intero (uguale a 2) tra le frequenze corrispondenti a punti allineati tra due spire contigue. In questo caso vedremo infatti raggrupparsi tutte le immagini tonali (quella buona e le false) intorno a punti del pannello che corrispondono alla frequenza del segnale divisa per la serie dei numeri primi, ad esclusione del 2 (cioè 1-3-5-7-11 ecc). La maggioranza del disturbo viene addirittura utilizzata per rafforzare, in un certo senso, l'immagine tonale esatta. Tale immagine sembrerà infatti sconfinare leggermente verso la spira (o le spire) all'interno, senza alcuna conseguenza pratica riguardo al riconoscimento della spira alla quale essa in effetti appartiene. (Nello sconfinamento *apparente* verso la spira esterna, quando l'intensità luminosa è forte, possiamo invece vedere una causa della cosiddetta *distorsione armonica* dell'orecchio).

Tenendo pure presente che, specialmente ai medi e ai bassi livelli del segnale, lo smorzamento dell'onda entro la linea di ritardo è già tale da limitare in grado sufficiente il numero e l'ampiezza delle false indicazioni, ci sembra che nel suo insieme la seconda soluzione esaminata risponda in pieno al suo scopo.

Essa può essere realizzata, come vedremo a suo tempo, con una semplice *torsione* dei fili che escono dalla còclea, nel momento di raccoglierli nel cavo comune di collegamento verso il cervello. In questo modo è possibile trasformare la spirale di 4 giri della còclea (numero richiesto per eseguire correttamente l'analisi *F*3 e *H*) in una spirale di 8 giri nel punto di presentazione della tonalità (numero richiesto per l'eliminazione delle frequenze immagini).

Dobbiamo ancora notare due particolari: il procedimento d'eliminazione ora visto viene applicato contemporaneamente anche al sistema *H*, nel quale possono essere generate false informazioni in modo analogo al sistema *F*3, dato che la mescolazione dei fili *F*3 e *H* tra di loro si effettua già nell'orecchio interno; tale mescolazione rappresenta al tempo stesso la migliore soluzione possibile per la sovrapposizione dei due sistemi di percezione in una zona comune d'arrivo, sia nei riguardi della semplicità di cablaggio che nei riguardi della sicurezza dell'allineamento tra punti di estrazione e punti di presentazione della tonalità.

Vale forse la pena di accennare ancora a un terzo particolare: il medesimo meccanismo di eliminazione delle frequenze immagini conduce pure a rapporti di altezza nelle tonalità di segnali complessi, che corrispondono esattamente, una volta riportati all'ottava, ai rapporti della scala naturale *diatonica*. Possiamo cioè dire, analizzando i fatti dal solo punto di vista tecnico, che in quel tratto del nervo acustico in cui si compie, entro il diametro di un millimetro, l'ultimo giro della torsione correttiva richiesta, affonda la sua esile radice il mondo della musica. *A.*

(*continua*)

dott. ing. A. Longhi

Un preamplificatore stereofonico transistorizzato di nuova formula*

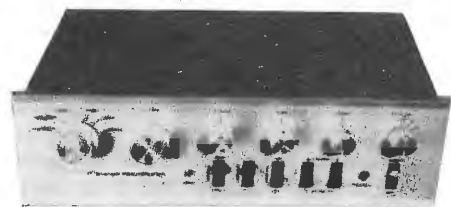



Fig. 1 - Aspetto, visto davanti, del nuovo preamplificatore stereofonico PAT4, interamente a transistori, della Dynaco. Il pannello frontale, dorato satinato, ricorda per il suo trattamento generale, come per le sue dimensioni, le precedenti costruzioni a tubi elettronici della stessa Casa costruttrice, che ha saputo così ben normalizzare i profili dei suoi ultimi apparecchi, in modo che gli stessi imballaggi e gli stessi separatori interni in polistirolo espanso servono indifferentemente agli amplificatori di potenza « Stereo 120 » e ai preamplificatori PAT4. Tuttavia, tenendo conto delle esigenze spesso avanzate dagli utenti, David Hafler si è qui ingegnato di dotare la sua ultima creazione, della massima flessibilità. Si noti, in particolare, l'entrata stereofonica diretta, sul pannello frontale, per una modulazione ad alto livello, l'uscita per cuffia, e il tasto con molla di richiamo per « monitoring » temporaneo di una registrazione magnetica.

Questo preamplificatore (fig. 1) è stato lungamente atteso. L'evoluzione normale delle tecniche conduceva inevitabilmente alla transistorizzazione completa della nuova unità di amplificazione stereofonica studiata da David Hafler; ma bisognava almeno uguagliare le prestazioni, ovunque riconosciute superiori, del precedente circuito a tubi elettronici « PAS3X », sempre restando accessibile all'amatore di scatole di montaggio, poichè questo è il traguardo della « Dynaco ».

Il compito non era dei più facili e si deve approvare la saggezza del Signor Hafler di essersi preso tutto il tempo necessario.

Un prototipo di questo « PAT 4 » è stato ammirato all'ultimo Salone dell'Elettroacustica. Esso non differiva senza dubbio sensibilmente dalla versione definitiva, messa poi sul mercato, della quale è curioso constatare quanto essa riprenda, con transistori al silicio come elementi attivi, le idee direttrici delle precedenti edizioni, pur incorporandovi interessanti perfezionamenti come il circuito di regolazione dei toni, facente uso di potenziometri recentemente brevettati da D. Hafler, il filtro passa basso, che elimina la subportante delle trasmissioni stereofoniche, per coloro che amano registrare le trasmissioni, e la commutazione di « monitoring » a ritorno automatico. In maniera generale, questo PAT 4 tiene conto dell'esperienza acquisita per aumentare, per quanto era possibile, la sua flessibilità d'impiego (la presa per casco alta fedeltà sarà certamente apprezzata, nonchè la possibilità di un'entrata diretta per una modulazione stereofonica sul pannello frontale).

1. - STUDIO DELLO SCHEMA (fig. 2)

Partigiano convinto delle coppie amplificatrici autostabilizzate con contro reazione, David Hafler sembrava aver esitato fra la formula classicissima a due transistori dello stesso tipo (qui NPN) e retroazione uscita di emettitore-entrata di base, e quella, molto attraente, a due transistori complementari, che ha caldi sostenitori (si potrebbe ad es. consultare lo studio di J. P. Oehmichen pubblicato da « L'Onde Electrique » nel gennaio '66, oppure un lavoro più recente dello stesso autore in « Toute l'Electronique » di ottobre e novembre '67). Qualunque possa essere, la formula classica, di cui la prima segnalazione fu verosimilmente segnalata in Inghilterra da R. C. Bowes nel '55 (il che non significa che essa non sia stata utilizzata in precedenza) trionfò per motivi semplici e pratici: la scelta dei transistori è facilitata e la stabilità termica del circuito è assicurata. La retroazione in continua è eliminata, in alternativa con sufficienti disaccoppiamenti a vantaggio della retroazione « uscita di collettore-entrata di emettitore », pure classicissima, destinata a generare o modellare l'andamento della curva di risposta.

1.1. - Stadio preamplificatore d'entrata (transistori Q_1 e Q_2)

Gli elementi attivi sono transistori NPN al silicio, analoghi ai BC 107, aventi un guadagno di corrente compreso fra 200 e 400, per 1,5 V di tensione collettore-emettitore e per la corrente di collettore di 0,5 mA. La scelta di Q_1 è stata fatta in modo da introdurre il minimo rumore. Sono previste tre reti correttrici: una per la compensazione dell'incisione RIAA, relativamente ai fonorivelatori magnetici di velocità (due ingressi secondo la sensibilità dei trasduttori dell'ordine di 2 o di 10 mV/cm/sec; i fonorivelatori ceramici vengono trasformati in rivelatore del tipo a velocità, per effetto di un basso carico ohmico); la seconda è adatta alla riproduzione dei nastri magnetici, direttamente a partire dalle tensioni ad audiofrequenza disponibili ai capi delle testine di riproduzione, secondo la norma NAB a 19 cm/sec; la terza linearizza per il meglio la risposta di un microfono dinamico ad alta impedenza (50 kΩ) e migliora la sensibilità.

1.2. - Stadio amplificatore e di regolazione dei toni (transistori Q_3 e Q_4)

Ancora due transistori NPN al silicio; ma questa volta di tipo diverso, se Q_3 è analogo al BC 107 e viene scelto uguale a Q_2, Q_4 è un tipo di potenza media 2N3053 (guadagno di corrente compreso fra 200 e 500, con tensione emettitore-collettore 10 V e con corrente di

(*) *Revue du Son*, gennaio 1968, pag. 10.

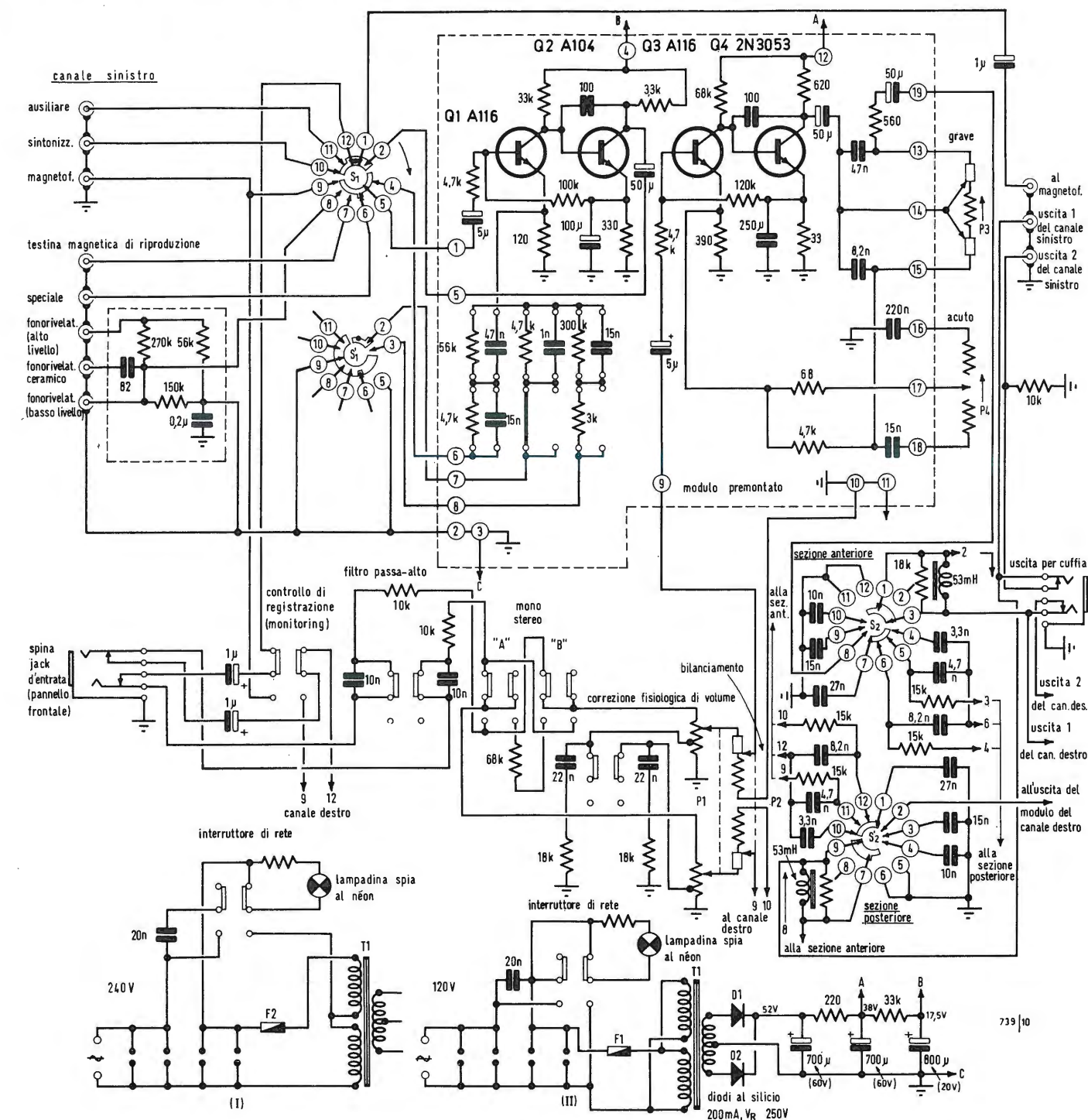



Fig. 2 - Schema di principio di un canale del preamplificatore PAT4. La sezione S_1, S'_1 del selettore di funzioni iniziale è rappresentata con le sue due facce e si noterà che le pagliette 6, 7, 8, 10, 11 sono direttamente collegate fra loro, da una parte e dall'altra, come i settori mobili contrassegnati con un punto nero. I transistori segnati A116, A104 hanno caratteristiche analoghe al BC107. Il circuito elettronicamente assai classico, presenta i nuovi potenziometri di D. Hafler, che separano completamente le reti dei bassi e degli acuti, in esaltazione e in attenuazione, e assicurano una risposta perfettamente indipendente dalla frequenza nella loro posizione neutra. Le uscite numerate del filtro sono da collegare alla paglietta indicata dell'altra sezione.

collettore 150 mA), che lavora in classe A, con piccoli dissipatori termici ad alette, per fornire le tensioni di uscita necessarie con un'impedenza di sorgente abbastanza bassa (dell'ordine di 600 Ω).

Il circuito di regolazione dei toni, per controreazione globale sullo stadio amplificatore, classico nella sua concezione, sfrutta i potenziometri speciali recentemente brevettati dalla Dynaco, i quali permettono, in posizione media,

Fig. 3 - Vista posteriore del pannello dove sono raggruppate le varie entrate e uscite stereofoniche

l'eliminazione totale di elementi reattivi, che possono modificare la risposta in frequenza e sopprimono le interazioni fra le caratteristiche di attenuazione e di rinforzo, nel campo dei bassi, come in quello degli acuti (il potenziometro di regolazione del registro acuto è provvisto di un taglio centrale, e quello preposto ai bassi, a due cursori accoppiati, comprende una pista resistente centrale fra due parti conduttrici). Come d'abitudine, le regolazioni sono distinte sui due canali, ma i potenziometri sono concentrici e, sebbene liberi, si trascinano mutuamente per attrito; ciò dà così, a volontà, la facoltà delle regolazioni abbinate.

1.3. - Il filtro passa basso

In uscita dello stadio precedente, che lo alimenta a bassa impedenza, questo filtro a π impiega un'induttanza di 53 mH, smorzata da 18 kΩ, e condensatori messi in circuito dal contattore del filtro a 4 posizioni (una delle quali è di eliminazione). Si sono previste tre frequenze di taglio (7, 10 e 15 kHz) con pendenze di attenuazione prossime a 20 dB/ottava. Il taglio a 15 kHz, se anche influenza poco il contenuto udibile delle comuni modulazioni, sarà molto apprezzato dagli amatori delle registrazioni, evitando loro una quantità di noie dovute alle frequenze ausiliarie (19 e 38 kHz) delle trasmissioni radiofoniche in stereofonia. I tagli a 7 e a 10 kHz salveranno, nella misura del possibile, i messaggi difettosi negli acuti, o la qualità documentaria, prima la fedeltà.

1.4. - L'alimentatore

Classico, con il suo filtro a resistenza e capacità, l'alimentatore fornisce due tensioni continue, per le quali si è giudicata inutile una regolazione supplementare: 38 V per gli stadi di uscita, 17,5 V per gli stadi preamplificatori.
Il consumo totale si approssima a 5 VA e non c'è motivo di preoccuparsi del riscaldamento. Il trasformatore di rete, a due semiprimari, che possono essere disposti in serie o in parallelo, si adatta tanto alle reti 220 ÷ 240 V, quanto alle reti 110 ÷ 120 V (50 o 60 Hz).

1.5. - Alcuni dispositivi accessori

a) *Filtro passa alto*: avendo ridotto a 10 nF i condensatori di accoppiamento, la trasmissione delle frequenze minori di 100 Hz risulta attenuata di 6 dB/ottava. Come molti specialisti in materia, D. Hafler ritiene che la riduzione dei disturbi nell'estremo basso debba essere ricercata alla sorgente. L'attenuazione prevista, relativamente modesta, è un semplice palliativo.
b) *Correzione fisiologica*: ai bassi livelli di ascolto, per mezzo del gioco di una rete R,C in parallelo ad una porzione del potenziometro del volume sonoro, il livello delle frequenze inferiori a 300 Hz viene progressivamente rialzato per raggiungere 9 dB vicino a 100 Hz e mantenervisi fino a 20 Hz. Il Signor Hafler sa che la correzione detta «fisiologica» non ha sempre buon esito; quindi è possibile metterla fuori circuito, a piacere.
c) *Gli invertitori mono-stereo*: due invertitori, contrassegnati « *A* » e « *B* », consentono le seguenti combinazioni:
1) ascolto stereo normale, canali completamente separati;
2) ascolto della modulazione del solo preamplificatore « *A* » sui due canali;
3) ascolto della modulazione del solo preamplificatore « *B* » sui due canali;
produzione di un segnale monofonico per miscelazione parziale dei segnali dei due canali (invertitori « *A* » e « *B* » contemporaneamente premuti), come è indicato di fare per ascoltare vecchi microsolco con una testina fonoelettrica stereofonica; D. Hafler trova utile conservare circa 6 dB di scarto fra i due canali; ma coloro che preferissero una mescolazione totale, non avrebbero altro da fare che cortocircuitare una resistenza.
d) *Il comando di « bilanciamento »*: la regolazione si effettua mediante potenziometri a piste parzialmente conduttrici. In questo modo si raggiunge un effetto del 100%, pur conservando regolazioni molto progressive intorno all'equilibrio naturale dei due canali.
e) *Il tasto di « monitoring » a ritorno automatico*: questo commutatore a ritorno comandato a molla permette il confronto eventuale, durante brevi istanti, della modulazione diretta con quella ottenuta dopo la registrazione (è pure possibile ottenere una commutazione costante).
f) *L'entrata con spina jack stereo sul pannello frontale*: l'inserzione della spina taglia contemporaneamente la trasmissione di tutte le altre modulazioni. Questa entrata corrisponde ad una sorgente di programma di alto livello (100 mV circa) come un sintonizzatore o un magnetofono dopo i preamplificatori di riproduzione; eventualmente chitarre elettriche in mono o in stereofonia.
g) *Le varie uscite*: posteriormente si trovano tre uscite stereofoniche (fig. 3).
I) Per un registratore magnetico: la modulazione è prelevata prima dell'azione dei regolatori e dei filtri.
II) Uscita permanente (impedenza 600 Ω), dopo regolazioni e filtri, da usarsi specialmente per magnetofoni per la registrazione di trasmissioni radio stereofoniche.
III) Uscite (impedenza 600 Ω) interconnesse con la spina di uscita del pannello frontale, normalmente destinate agli amplificatori di potenza.
IV) Uscite per mezzo della spina jack sul davanti: l'inserzione della spina esclude le uscite posteriori corrispondenti, in modo da escludere gli altoparlanti principali durante l'ascolto in cuffia. Si possono usare direttamente le

Fig. 4 - Lo spazio non difetta entro il mobile contenente i componenti del preamplificatore PAT4. Verticalmente si distinguono i due moduli a circuiti stampati, che raggruppano i componenti attivi. La filatura è molto curata. La sola parte che richiede un poco di attenzione è il complesso assai compendioso del contattore a due sezioni e dei componenti del filtro passa-basso.

cuffie d'impedenza superiore o uguale a 600 Ω per canale; le impedenze minori di 600 Ω devono essere completate con trasformatori di adattamento. (Se gli altoparlanti principali devono funzionare durante l'ascolto in cuffia, si alimenteranno gli amplificatori a partire dalle uscite permanenti).
h) *Le varie entrate*: normalmente sono previste entrate per tutte le modulazioni comuni stereofoniche; 3 entrate ad alto livello destinate al magnetofono dopo preamplificatori di riproduzione, al sintonizzatore MA/MF, e ad una sorgente ausiliaria (eventualmente il suono della TV) e 5 entrate a basso livello, 3 delle quali per fonorivelatori corretti secondo la norma RIAA (distribuiti come segue: fonorivelatore magnetico ad alto livello, fonorivelatore magnetico a basso livello, fonorivelatore ceramico convertito, per mezzo di un basso carico, in rivelatore a velocità); 1 per testina di riproduzione magnetica senza preamplificazione (con correzione corrispondente alla norma NAB a 19 cm/sec) 1 detta « speciale » normalmente destinata ad un microfono dinamico, ma che può anche essere, al prezzo di dover modificare qualche collegamento, usata come seconda entrata, per fonorivelatore magnetico a basso livello.
A questo proposito, conviene sottolineare che in posizione « speciale » è lasciata piena libertà di modificare a propria volontà i componenti della rete di correzione dello stadio d'ingresso dell'amplificatore, per una correzione fonografica diversa dal comune standard. Infine, è anche possibile ottenere da questo apparecchio un'uscita dove sono mescolate le modulazioni dei due canali per l'amplificatore separato di un terzo altoparlante centrale.

2. - LA COSTRUZIONE PRATICA

Lo spazio è lungi dall'essere grettamente dimensionato. All'interno del vasto mobile, che misura 33×19,5×9,5 cm, ci sarebbe quasi stata la possibilità di alloggiarvi moduli amplificatori di media potenza (forse ciò si farà un giorno). Come si vede dalla fig. 4, i due canali di amplificazione hanno i loro componenti raggruppati in due moduli su circuiti stampati, fabbricati e controllati separatamente per la loro conformità alle norme vigenti.
Il cablaggio è molto aerato e di grande facilità; solo i collegamenti del commutatore dei filtri richiede un poco di abilità. Dal punto di vista del tempo di lavoro affidato al costruttore amatore, questo PAT 4 deve richiedere praticamente lo stesso numero di ore (circa 9 ore) dei precedenti montaggi; il tempo guadagnato con i moduli premontati viene compensato dal maggior numero delle commutazioni.
È possibile allacciare questo amplificatore a reti 110 o 220 V, ma come è abitudine presso gli anglosassoni, non c'è un cambiatensioni: bisogna variare le connessioni al primario del trasformatore di alimentazione, eseguendo qualche saldatura. Quattro prese di rete sono collocate posteriormente al PAT4 due sono comandate dall'interruttore

Fig. 5 - Risposta ai segnali quadrati a 100 Hz (fig. 5*a*) e a 10 kHz (fig. 5*b*), del circuito PAT4, a partire dall'entrata del sintonizzatore (controlli di tono e filtri in posizione neutra).

Fig. 6 - Risposta a treni d'impulsi di 2 periodi, confrontati prima e dopo il passaggio attraverso il PAT4, a 100 Hz (fig. 6*a*, in alto prima, in basso dopo) e a 10 kHz (fig. 6*b*, in alto prima, in basso dopo).

Fig. 7 - Curve di risposta e di azione del filtro passa-basso a 5, 7 e 15 kHz, del filtro passa-alto, la cui frequenza di taglio nominale (— 6 dB/ottava) è vicino a 200 Hz, e dell'esaltazione nel registro basso apportato dalla correzione fisiologica.

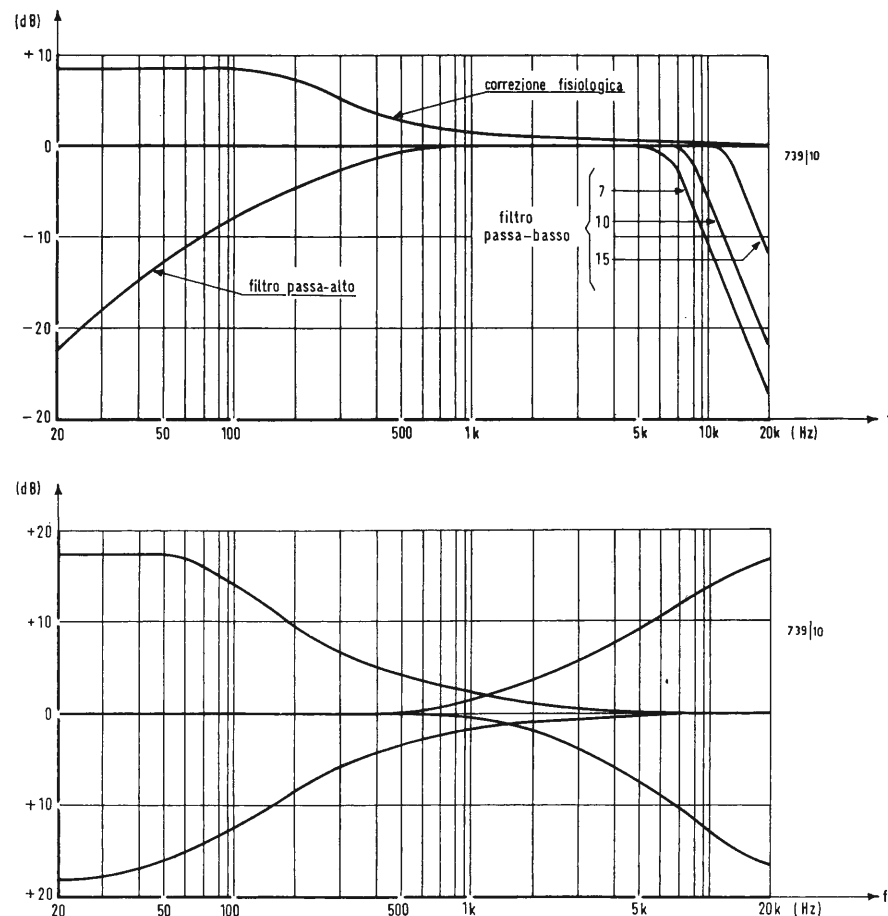



Fig. 8 - Azione dei controlli di tono acuti e bassi.

generale, le altre due sono libere. Si tratta di prese standard americane che, qui, hanno evidentemente il grande pregio del minor ingombro rispetto ai materiali europei.

3. - LE CARATTERISTICHE

Tenendo conto dell'alto tasso di controreazione impiegato e alla possibilità di eliminare qualsiasi elemento reattivo, in posizione neutra dei correttori di tono, è normale che il PAT 4 presenti un'eccezionale riproduzione dei transitori come ne fanno fede gli oscillogrammi dei segnali rettangolari a 100 e a 10.000 Hz (fig. 5), o agli impulsi di due onde sinoidali separate a 100 e a 10.000 Hz, che non appaiono menomamente modificate (fig. 6).

3.1. - Curva di risposta (fig. 7)

Entrata alto livello: ± 0,5 dB da 10 a 10.000 Hz;
entrata basso livello: ± 1 dB da 20 a 20.000 Hz, dopo correzione.

3.2. - Distorsione totale armonica alla tensione di uscita nominale (2 Veff)

Inferiore allo 0,05% a tutte le frequenze comprese fra 20 e 20.000 Hz. Anche la distorsione d'intermodulazione rimane inferiore allo 0,05%, qualunque siano le coppie di frequenze adottate per la misura.

3.3. - Rumore di fondo

Entrate alto livello: — 85 dB/0,5 V;
entrate per fonorivelatore magnetico: — 70 dB/10 mV.

3.4. - Guadagno di tensione

Entrate alto livello: 20 dB, ossia 200 mV per 2 V di uscita;
entrata basso livello per fonorivelatore magnetico e a 1 kHz: 54 dB, ossia 4 mV per 2 V di uscita.

3.5. - Margine di azione dei correttori di tono

± 16 dB a 50 Hz; ± 12 dB a 10 kHz (fig. 8).

3.6. - Impedenze

Entrata fonorivelatore magnetico: 47 kΩ; entrata testina magnetica di riproduzione: 100 kΩ; entrata alto livello: 100 kΩ; uscita audio frequenza: 600 Ω; entrata all'amplificatore: ≧ 10 kΩ; uscita per il magnetofono a partire dall'entrata basso livello: 600 Ω.

3.7. - Tensione di uscita massima ad audiofrequenza

5 V_{eff} su 600 Ω; 10 V_{eff} su 10 kΩ.

3.8. - Consumo

5 VA.

4. - PER CONCLUDERE

Ecco dunque, almeno pare, il complemento sognato per l'amplificatore « Stereo 120 » della Dynaco; il fatto è che il complesso non è soltanto eccellente, ma è consigliato anche come il miglior compromesso qualità-prezzo dalla severissima Consumer's Union americana. La esperienza dimostra anche che il PAT 4 si adatta anche ottimamente alla maggior parte degli amplificatori a tubi elettronici che si avvantaggiano molto bene del suo basso soffio, bassi livelli di rumore e della sua bassa impedenza di uscita. L'esperienza comprova inoltre che con le buone registrazioni recenti è praticamente inutile usare i correttori di tono e forse, è un'illusione, ma sembrerebbe che acusticamente che la soppressione degli elementi reattivi dallo stadio finale si traducono in suoni soggettivamente più veri. *A.*

continuazione dal n. 9 - settembre 1968 pag. 389

f) *La sincronizzazione del commutatore PAL.*
Gli impulsi della fig. 10e all'uscita del discriminatore di fase sono perfettamente adatti alla sincronizzazione del commutatore PAL, poichè la direzione dei singoli impulsi dipende dalla particolare fase del segnale di sincronizzazione del croma e quindi anche dalla commutazione di fase operata al lato trasmittente della componente W del segnale di colore. Una componente W positiva nel trasmettitore produce un impulso positivo al discriminatore di fase, una componente W negativa provoca invece un impulso negativo.
Per la sincronizzazione del commutatore PAL si può usare anche la serie d'impulsi di fig. 10g. In pratica, questa serie viene spesso ricavata dissimmetricamente dal discriminatore di fase, per es. al punto *E* in fig. 9, dove gli impulsi vengono trasformati in onda a denti di sega, mediante i condensatori C_1 e C_2, convenientemente grossi, di carico (l'onda a d.s. è segnata tratteggiata in fig. 10g). Questo segnale a dente di sega, a frequenza metà di quella di riga, può pilotare direttamente un multivibratore, ma vi è il pericolo che i singoli impulsi possano portare il multivibratore fuori passo. Perciò è predisposto un circuito oscillatorio di alto *Q*, che è accordato sulla frequenza metà di quella di riga e viene eccitato dai denti di sega. Questo circuito oscilla così sincronicamente alla serie di denti di sega e non risente neppure degli impulsi disturbanti.
Se un multivibratore, oltre che con impulsi sincro orizzontali, viene ulteriormente sincronizzato con un'oscillazione sinoidale di frequenza metà di quella di riga, genera un'oscillazione rettangolare avente pure frequenza metà di riga, la cui fase dipende semplicemente dalla serie di denti di sega e quindi anche dalla commutazione di fase operata in trasmissione della componente W del segnale di crominanza.
Questa oscillazione rettangolare viene applicata al commutatore PAL (fig. 11), dove sblocca e blocca alternativamente i due diodi. Con ciò la portante di riferimento arriva durante una riga nella metà superiore dell'inviluppo del trasformatore e durante la linea immediatamente successiva nel tempo, nella parte inferiore.
Al secondario si forma la portante di riferimento con fase alternata (0/180°) alla frequenza di riga. Con ciò nel demodulatore *W*, la commutazione di fase, operata in trasmissione, della componente *W* del segnale di cromaticità, viene annullata.
Dall'oscillazione sinoidale del circuito oscillatorio di fig. 11, si può ricavare con un diodo una tensione continua, con la quale il soppressore del colore (colorkiller) sblocca l'amplificatore del croma. Con una trasmissione in bianco-nero, vengono a mancare gli impulsi di sincronizzazione del colore e con essi anche gli impulsi al discriminatore di fase (fig. 10e). In tal modo non si eccita alcuna oscillazione sinoidale nel circuito risonante, il diodo non può dar luogo ad alcuna tensione continua e il soppressore del colore blocca l'amplificatore del segnale cromatico.
g) *Circuito di matrizzazione e amplificatore per i segnali differenza di colori.*
I segnali ridotti differenze di colori (—*U* e—*W* nello schema di fig. 2, v. *l'antenna* n. 7, pag. 303), dei demodulatori sincroni arrivano a due amplificatori, le uscite dei quali forniscono i segnali di alimentazione $B - Y$ ed $R - Y$ alle griglie controllo dei proiettori blu e rosso. La griglia controllo del proiettore verde riceve il suo segnale di comando $V - Y$ da un altro amplificatore, la cui entrata, attraverso una matrice a resistenze, è accoppiata alle uscite degli amplificatori $B - Y$ ed $R - Y$, come mostra lo schema di principio di fig. 12.
Per evitare il falsamento dei colori, tutti e tre gli stadi amplificatori devono avere caratteristiche più lineari possibili ed anche uguali fattori di amplificazione. Perciò sono predisposte, nei circuiti catodici dei tre tubi elettronici, resistenze di controreazione di uguale valore.
Conviene tener presente ciò che avviene in trasmissione relativamente alle interdipendenze fra i segnali differenze di colori ridotti e quelli non ridotti, e fra i segnali differenze di colori reciprocamente. Per la comprensione del circuito della matrice e degli amplificatori differenze di colori, occorrono le relazioni:

$$V - Y = -0{,}51\,(R - Y) - 0{,}19\,(B - Y)$$
$$U = 0{,}493\,(B - Y) \qquad (2)$$
$$W = 0{,}877\,(R - Y).$$

Poichè gli amplificatori devono fornire alle loro uscite i segnali differenze di colori non ridotti, i segnali forniti dai demodulatori — *U* e — *W* devono venire amplificati diversamente e precisamente in modo che la riduzione operata in trasmissione venga compensata. I fattori di amplificazione si ricavano dalle seguenti relazioni:

$$B - Y = \frac{U}{0{,}493} = 2{,}03\,U \qquad (3)$$
$$R - Y = \frac{W}{0{,}877} = 1{,}14\,W \qquad (4);$$

da queste segue il rapporto:

$$\frac{B - Y}{R - Y} = \frac{2{,}03\,U}{1{,}14\,W} = 1{,}78\,\frac{U}{W} \qquad (5)$$

cioè, l'amplificazione per il segnale —*U* deve essere maggiore, secondo il fattore 1,78, rispetto a quella del segnale —*W*. Poichè non conviene predisporre ulteriori stadi di amplificazione, questa differenza di amplificazione viene ottenuta diminuendo il segnale — *W* secondo il fattore 1,78. Nell'esempio di

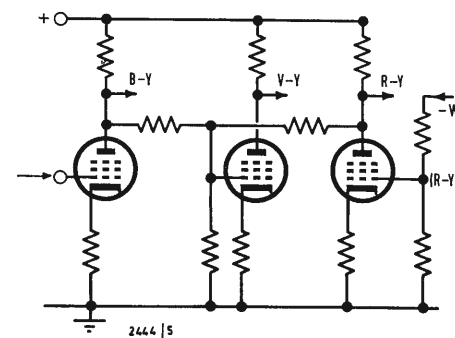



Fig. 12 - Schema di principio dell'amplificatore dei segnali differenze di colori. Gli amplificatori per i segnali di eccitazione *R—Y* e *B—Y* vengono forniti direttamente dai segnali differenze di colori all'uscita dei demodulatori. L'amplificatore per *V—Y* riceve la sua eccitazione, attraverso una matrice resistiva, dagli anodi degli altri due amplificatori.

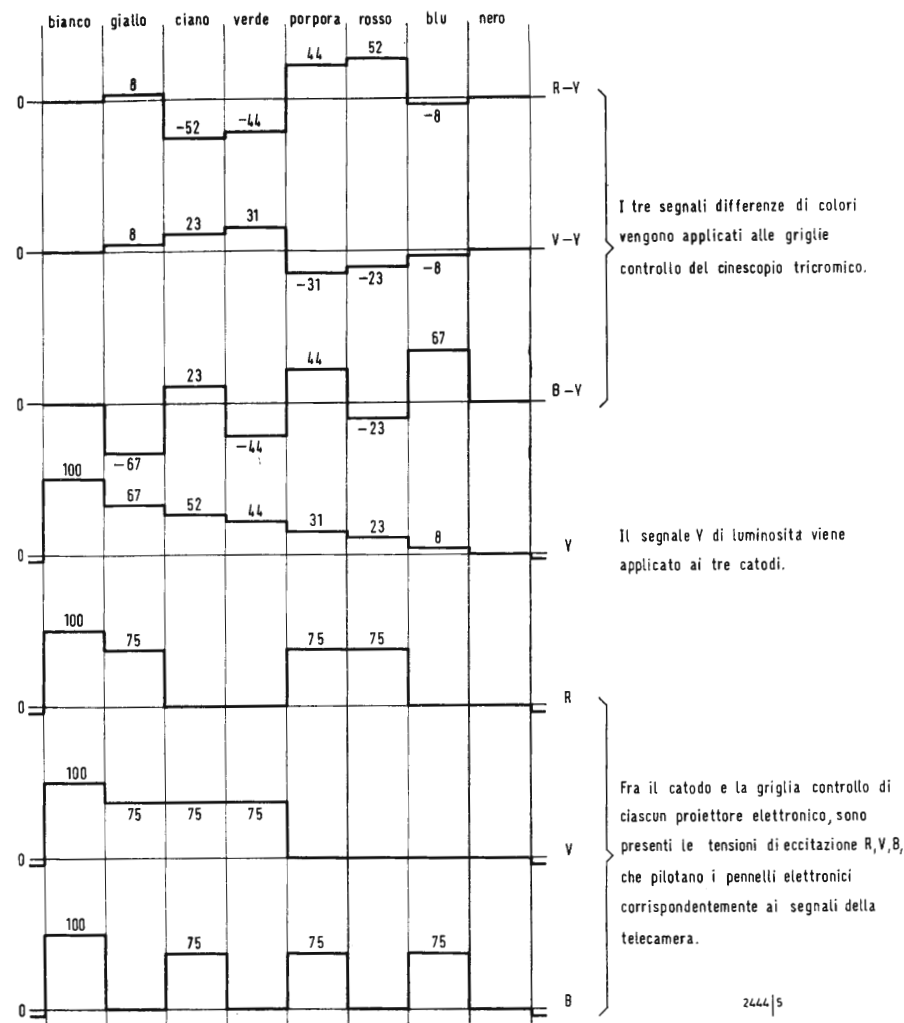



Fig. 13 - Generazione delle tensioni di eccitazione *R, V, B* dai segnali differenze di colori e dal segnale *Y*.

fig. 12, è perciò previsto un partitore di tensione formato semplicemente da due resistenze.

Le tensioni applicate alle griglie controllo corrispondono quindi ai segnali $-(B-Y)$ e $-(R-Y)$, in modo che alle uscite degli amplificatori appaiano i segnali $B-Y$ ed $R-Y$, le ampiezze dei quali sono maggiori, secondo il fattore di amplificazione (per es. 30), rispetto a quelle presenti sulle griglie.

L'amplificatore per $V-Y$ deve pure essere alimentato con un segnale negativo, cioè $(-V-Y)$. Dalla prima delle formule (2), moltiplicando per -1, si ha:

$$-(V-Y) = 0{,}51\,(R-Y) + 0{,}19\,(B-Y) \qquad (6)$$

Ne segue che il segnale di pilotaggio $-(V-Y)$ è formato da frazioni positive dei segnali $(B-Y)$ ed $(R-Y)$. Un circuito matrice formato da tre resistenze prende, in corrispondenza alla relazione (6), frazioni di questi segnali dalle uscite dei rispettivi amplificatori, le combina e le applica alla griglia controllo dell'amplificatore $(V-Y)$.

Per il calcolo delle resistenze della matrice bisogna tener presente il fattore di amplificazione dei tubi, in modo che dalla relazione (6) (per un fattore di amplificazione per es. di 30), si abbia:

$$-(V-Y) = \frac{0{,}51}{30}(R-Y) + \frac{0{,}19}{30}(B-Y)$$

$$-(V-Y) = 0{,}017\,(R-Y) + 0{,}0063\,(B-Y)$$

Si tenga presente il fatto che questi fattori sono validi solo quando i rendimenti dei fosfori luminescenti del cinescopio tricromico sono uguali per tutti e tre i colori. In pratica, questo caso non si verifica purtroppo, in modo che le resistenze della matrice e le resistenze del partitore di tensione all'entrata sulla griglia controllo dell'amplificatore $(V-Y)$ devono essere un poco variate, per compensare i diversi rendimenti luminosi dei fosfori.

h) *I segnali* R, V, B *come somma dei segnali differenze di colori e del segnale di luminanza Y.*

I segnali differenze di colori e il segnale Y di luminanza devono insieme pilotare il cinescopio tricromico in modo che le correnti dei pennelli elettronici dei tre proiettori (trascurando le differenze di rendimento luminoso) abbiano sempre gli stessi rapporti tra di loro, come i segnali *R, V, B* all'uscita della telecamera. Qui ci sono due diverse possibilità: o i segnali differenze di colori e il segnale di luminanza vengono sommati in una matrice resistiva, oppure i tre proiettori elettronici del cinescopio a colori servono come circuito matrice per questa somma, come è rappresentato nello schema a blocchi di fig. 2 (v. *l'antenna* n. 7, luglio 1968 pag. 303).

I segnali differenze di colori $(R-Y)$, $(V-Y)$ e $(B-Y)$ arrivano alle griglie controllo dei tre proiettori rosso, verde e blu, mentre il segnale di luminanza $-Y$ viene applicato ai tre catodi collegati fra loro.

Poichè la corrente elettronica di un proiettore è proporzionale alla tensione applicata alla sua griglia controllo, e quindi proporzionale pure alla tensione al catodo, l'eccitazione con il segnale

Fig. 14 - Spostamento dei segnali *R, V, B* dovuto ad errato segnale Y di luminanza. Se il segnale di luminanza per esempio viene introdotto con un livello troppo basso nei segnali differenza di colori, si generano parzialmente tensioni negative di eccitazione, per cui sorgono errori di saturazione.

$-Y$ al catodo agisce come un'eccitazione con $+Y$ alla griglia controllo. Le tensioni di alimentazione, che risultano attive fra catodo e griglia comando di ciascun proiettore e generano le correnti dei pennelli elettronici, si formano per somma dei tre segnali differenze di colori con il segnale di luminanza: $R-Y+Y=R$; $V-Y+Y=V$; $B-Y+Y=B$.

La fig. 13 mostra, per una figura di prova a barre colorate, i tre segnali differenze di colori $(R-Y)$, $(V-Y)$ e $(B-Y)$ alle tre griglie controllo, poi il segnale *Y* di luminanza, che è presente con segno negativo sui catodi, e infine le tre somme *R, V, B* dei tre segnali differenze di colori e del segnale di luminanza, che corrispondono ai segnali della telecamera, per quanto con un'ampiezza amplificata secondo un fattore intorno a 100.

i) *Errori di saturazione e di tinta dovuti a errato segnale Y.*

Il segnale video completo generato in trasmissione contiene, insieme con la miscela sincro-soppressione, il segnale *Y* e il segnale di crominanza, dei quali il rapporto delle ampiezze dipende dalla luminosità e dalla tinta dell'immagine analizzata dalla telecamera. Questo rapporto di ampiezze rimane conservato fino all'uscita dell'amplificatore FI nel ricevitore (v. fig. 2), quando gli amplificatori RF e FI sono correttamente allineati. Dopo l'amplificatore FI, però, il segnale *Y* segue una via separata dal segnale di colore, il quale viene trasformato nei segnali differenze di colore $(R-Y)$, $(V-Y)$ e $(B-Y)$ nella sezione di crominanza del ricevitore, per cui il loro rapporto originario di ampiezze non è più conservato rigorosamente. Bisogna perciò, mediante regolazione dei fattori di amplificazione nei canali separati, riportarlo al valore esatto, affinchè i tre pennelli elettronici del cinescopio a colori (trascurando le differenze di resa dei fosfori) corrispondano ai segnali della telecamera. Se il segnale *Y* viene sommato ai segnali differenze di colori con ampiezza sbagliata, possono sorgere errori di saturazione e di tinta, che verranno messi in evidenza in seguito.

Ci sono varie possibilità di errore del segnale *Y*. Così l'ampiezza può, ad esempio, per invecchiamento dei tubi amplificatori video, divenire più piccola, ma anche un circuito di agganciamento che non agisca immediatamente può variare il livello del segnale *Y*. In entrambi i casi, si ha un valore scorretto di *Y*, che può essere maggiore o anche minore del valore preciso.

Il seguente esempio dimostra per una immagine di prova a barre colorate come in fig. 13, quali errori possano nascere, quando il segnale *Y*, a motivo di circuito agganciatore difettoso, viene spostato verso valori negativi (fig. 14). I segnali *Y, R, V, B* corretti sono rappresentati con linee continue, sono invece segnati con linea a tratti i segnali modificati dall'errore di *Y*.

Le barre colorate appaiono (con *Y* errato) sullo schermo con diminuita luminosità, mentre la saturazione e la tinta sono rimaste inalterate. Per le barre rosse, per es., il segnale *R* è diventato più piccolo, e con esso anche la corrente del proiettore elettronico per il rosso. Gli altri due proiettori, che erano finora interdetti, rimangono ancora interdetti, poichè le loro tensioni di eccitazione sono ora negative. Allora irradiano i punti del fosforo rosso, cioè la barra corrispondente ha la tinta rossa invariata e una saturazione del 100%. Solo la luminosità è ridotta in corrispondenza del minor segnale *R*. Per il segnale giallo, il segnale *B* è diventato negativo, il proiettore blu rimane ancora interdetto. I segnali *R* e *V* sono ora più piccoli, ma hanno tuttavia lo stesso rapporto, diciamo 1 : 1. Questa barra ha tinta gialla invariata e una saturazione del 100%. Solo la luminosità è diminuita in corrispondenza ai segnali *R* e *V*. Questo esempio mostra un risultato diverso, quando il segnale *Y* viene spostato verso valori positivi. In questo caso, scorre una corrente del fascio in ciascun proiettore, anche in quelli finora interdetti, per cui sorge una zona bianca. La saturazione perciò diminuisce, mentre la luminosità aumenta. La tinta, per contro, rimane uguale come prima.

Da questo esempio si può dedurre la seguente conclusione: se il segnale di luminanza viene inserito nei segnali differenze di colori con ampiezza errata, possono verificarsi, nella trasmissione dei colori primari o dei colori complementari, accanto a errori di luminosità, anche errori di saturazione, mentre la tinta rimane invariata.

Nell'esempio che segue, si deve trasmettere un colore misto consistente di componenti diversi di rosso e di verde (p. es. giallo-verde). I segnali della telecamera siano: $R = 0{,}15$; $V = 0{,}50$; $B = 0$.

Allora si ha nel ricevitore, per il segnale di luminanza (con il fattore di amplificazione 100):

$Y = 0{,}30 \cdot 15 + 0{,}59 \cdot 50 = 34$,

e per i segnali differenze di colori:

$R - Y = 15 - 34 = -19$;

$V - Y = 50 - 34 = 16$;

$B - Y = 0 - 34 = -34$.

Se il segnale *Y* viene introdotto con ampiezza minore, per es. con il valore 19, il cinescopio riceve le tensioni di eccitazione:

$R = R - Y + Y = -19 + 19 = 0$;

$V = 16 + 19 = 35$;

$B = -34 + 19 = -15$.

Con il segnale *Y* per es. uguale a 84, si generano le seguenti tensioni di eccitazione:

$R = -19 + 84 = 65$;

$V = 16 + 84 = 100$;

$B = -34 + 84 = 50$.

La fig. 15 presenta in una rappresentazione grafica le tre tensioni di eccitazione *R, V, B* in funzione del segnale di

Fig. 15 - I segnali di eccitazione R, V, B in funzione del segnale Y. Se nella trasmissione di un colore misto, che sia formato da componenti differenti di due segnali primari (per es. rosso e verde), il segnale di luminanza viene introdotto con ampiezza errata nei segnali differenze di colori, si generano errori di tinta, quando uno dei proiettori elettronici viene o sovraeccitato, o portato nella zona di interdizione.

Fig. 16 - I segnali di eccitazione R, V, B in funzione della regolazione del controllo di saturazione. Se nella trasmissione di un colore misto, che sia formato da componenti di segnali di due colori primari (per es. rosso e verde) il controllo di saturazione viene regolato oltre il giusto valore, il rapporto fra le tensioni di eccitazione varia e con esso varia la tinta, perchè in tal caso uno dei proiettori elettronici viene portato nella zona d'interdizione.

luminanza Y. Gli esempi sopra calcolati sono riportati con linee rette tratteggiate. Per $Y = 34$ le tensioni di pilotaggio corrispondono esattamente ai segnali della telecamera. Per tutti i segnali Y maggiori di 34, il bianco viene mescolato ai colori, poichè anche il proiettore blu genera un pennello elettronico. La saturazione diminuisce, mentre la tinta rimane invariata. Se il fosforo verde raggiunge la massima saturazione, per es. per $V = 100$ ($Y = 84$) V rimane costante anche aumentando ulteriormente il segnale Y, per cui la tinta si sposta dal giallo-verde verso il verde, poichè R ha in tal caso sempre il valore 100. Se il segnale Y diviene poi minore di 34, il proiettore blu rimane interdetto, mentre i pennelli elettronici dei proiettori rosso e verde divengono minori in ugual misura, per cui il loro rapporto varia, fino a quando, infine, anche il proiettore rosso si blocca ($Y = 19$). Ciò significa che la tinta si sposta dal giallo-verde al verde, mentre il segnale Y diminuisce. Simili errori di tinta si verificano per tutti i colori, che sono costituiti da diversi contenuti di due colori primari, ciò che può essere stabilito con la seguente legge: se il segnale di luminanza viene introdotto con ampiezza errata nei segnali differenze di colori, nella trasmissione di colori miscelati, che siano composti con parti diverse di due colori primari, possono sorgere, oltre a errori di luminosità e di saturazione, anche errori di tinta.

l) *Errori di tinta dovuti a errata regolazione del controllo di saturazione.*

Negli esempi finora sopra riportati si è sempre variato solo il segnale di luminosità, per cui il suo rapporto ai segnali differenze di colore veniva alterato. Questo rapporto varia però anche quando i segnali differenze di colori diventano più grandi o più piccoli, per esempio in seguito ad una regolazione errata del controllo di saturazione. Bisogna ora con un altro esempio stabilire se può intervenire anche un errore di tinta.

Riprendendo i dati dell'esempio precedente, si raddoppino i segnali differenze di colori. Ciò fornisce:

$R - Y = -38$; $V - Y = 32$;
$B - Y = -68$.

Se ora si somma il segnale Y con l'ampiezza originaria (34), si formano le seguenti tensioni di eccitazione:

$R = -38 + 34 = -4$;
$V = 32 + 34 = 66$;
$B = -68 + 34 = -34$.

Se il comando di regolazione viene girato completamente al minimo, i segnali differenze di colori vanno a zero, e le tensioni di pilotaggio sono uguali al segnale Y: $R = V = B = 34$.

La fig. 16 indica i tre segnali di eccitazione R, V, B in funzione della saturazione determinata dalla posizione del regolatore di saturazione. Per $S = 1$ (saturazione esattamente regolata) i segnali di alimentazione corrispondono esattamente a quelli della telecamera. Per valori di S minori, diminuisce anche la saturazione, perchè la componente bianca diviene sempre più grande. Per $S = 0$, c'è solo il bianco (con il valore 34), poichè le tre tensioni di eccitazione sono di uguale valore. Per $0 < S < 1$, varia solo la saturazione, mentre la luminosità rimane costante, perchè il segnale Y ha sempre il valore 34. Anche la tinta rimane invariata, poichè, dopo la sottrazione della componente bianca, il rapporto delle tensioni di pilotaggio V ed R rimane sempre uguale.

Se invece il regolatore di saturazione viene girato troppo in avanti ($S > 1$), il segnale B assume valori negativi, cioè il proiettore elettronico blu risulta interdetto. Il rapporto fra i segnali R e V risulta aumentato, poi, con valori di S crescenti, fino a $S = 1{,}79$ il segnale R diviene pure nullo e da qui in poi (per es. per $S = 2$) diviene addirittura negativo; in conseguenza, solo il proiettore verde genera un pennello elettronico. La tinta varia dunque dal giallo-verde al verde, quando il controllo di saturazione viene disposto oltre il giusto valore. Questo risultato può essere espresso e generalizzato con la seguente affermazione: se il regolatore di saturazione del ricevitore di TV a colori viene predisposto in posizione superiore al valore esatto, nella trasmissione di colori misti, che contengono componenti diverse di due colori primari, possono verificarsi errori di tinta.

5. - BIBLIOGRAFIA

Technische Informationen, n. 2 - 1967, A.14, Grundig.

L'istituto Radiotecnico A. Beltrami comunica che in ottobre si sono riaperte: la Sezione Professionale serale biennale, accelerata, per la formazione di tecnici per la televisione, la radio, la telefonia, l'elettrotecnica, l'automazione e l'elettronica;
la Sezione Periti industriali, quinquennale, sia diurna che serale, per la formazione di periti nucleari, elettronici e per le telecomunicazioni;
la Sezione Superiore triennale, serale, per la formazione di progettisti per la televisione, le telecomunicazioni elettroniche, nonchè per la nucleonica e l'automazione.
Al presente vi sono inoltre corsi professionali di aggiornamento per televisione a colori e per semiconduttori.
Per ogni schiarimento rivolgersi alla Segreteria dell'Istituto Via Circo, 4 - Tel. 872.561 - 896.294 - Milano.

0929 - Sig. Bartoli G. - Roma

D. Gradirei un Vostro parere in merito al servizio di assistenza per gli apparati (radiotelefoni, ecc.) di bordo di battelli da diporto o piccole navi. Per svolgere un'attività del genere occorre una licenza di radioamatore? Se esiste un buon testo ed una raccolta di schemi di tali radioapparati e, se non chiedo troppo, quali sono le principali case, italiane od estere, dedite al ramo, mi hanno accennato la Marconi, in America la Simpson, ecc.

R. L'assistenza degli apparati radioelettrici di bordo di battelli e simili non è una professione per esercitare la quale sia indispensabile un titolo di studio ed una licenza di radiante, tuttavia non vediamo come tale attività possa essere svolta da chi non conosca il codice Q; è perciò necessario che il tecnico possieda le cognizioni di un radioamatore in possesso di licenza, oltre naturalmente alla capacità di riparare simili apparati e di mantenerli efficienti.
Non ci risulta che esista una raccolta di schemi del genere che Le interessa; alcuni si possono trovare sulle Riviste Tecniche straniere come « Le Haut-Parleur » o « Funkschau » e altre a carattere radio generico non particolarmente specializzate.
Circa le Case costruttrici di apparati radioelettrici per piccoli piroscafi, si può dire che molti fabbricanti di materiale radioprofessionale (Philips, Geloso, Marconi ecc.) mettono in commercio simili impianti; per una visione panoramica Le consigliamo di consultare le « Buyers Guides » inglesi ed americane, e di rivolgersi alle varie Camere di Commercio Italiana, francese, inglese, americana. *(a.f.)*

0930 - Sig. Casati D. - Trezzano Zingone (Milano)

D. Dove posso trovare in Milano transistori tipo BSY20 della Intermetall? Desidererei anche veder pubblicato un misuratore di distorsione armonica a transistori con gli elementi sufficienti a costruirlo.

R. I transistori Intermetall erano reperibili presso la G.B.C., ma le esclusività cambiano rapidamente e non siamo sicuri che la G.B.C. tratti ancora questo articolo.
Una fonte quasi inesauribile di transistori è costituita dalla « MILANO BROTHERS » (Fratelli Milano - Via Velasca, 5 - Milano), alla quale Le consigliamo di rivolgersi.
Per il distorsiometro a transistori, il ns. consulente per gli strumenti di misura sconsiglia la autocostruzione, per la difficoltà di realizzare i filtri necessari. *(a.f.)*

0931 - Sig. Ambrogini A. - Falconara M. (Ancona)

D. Vivamente interessato all'articolo dell'ing. Contoni « Un sincronizzatore transistorizzato magnetofono proiettore » apparso nella rubrica « alta fedeltà » del n. 1, gennaio 1968 della rivista l'Antenna, per avere più dettagliate informazioni vorrei consultare i nr. 16, 17, 18, 19 - 1964 della rivista Funk-Technik. Dove posso trovarli? Potete inviarmeli voi?

R. Non siamo più in possesso dei numeri della Rivista « Funk-Technik » che Le interessano.
La forniamo l'indirizzo dell'editore, al quale Ella può rivolgersi direttamente, o tramite la Libreria Hoepli, o la Libreria Internazionale:
Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik - GmbH Berlin, Borsigwalde (R.F.T.) *(a.f.)*

0932 - Sig. Giussani L. - Fara d'Adda (Bergamo)

D. Vi saremo grati se vorrete segnalarci alcune pubblicazioni tecniche interessanti « Il tiristore = Diodi controllati ».

R. La miglior pubblicazione riguardante gli SCR (Silicon controlled Rectifier=Tiristore) è l'« SCR Manual » della General Electric; in questo volumetto sono riportati brevemente la teoria, i simboli, i circuiti di applicazione nell'elettronica industriale, ciascuno ampiamente spiegato e completo dei valori.

— Philips - Semiconductor Manual - pag. 91—185
— Philips - Semiconductor Handbook - Parte 1ª, ottobre '66
— R.C.A. - Transistor manual - pag. 352—361
— articoli riguardanti gli SCR sono reperibili nelle riviste specializzate, di non facile ritrovamento. *(a.f.)*

0933 – Sig. Capitanio M. – Gorlago (Bergamo).

D. Vorrei costruirmi l'amplificatore a transistori descritto a pag. 184-185 del n. 4/1965 de *l'antenna*.
L'alimentatore descritto nel n. 4/1965 a pag. 184 (fig. 8) non è completo, vorrei usare quello descritto a pag. 271 del n. 6/1965 de *l'antenna*. Siccome vorrei costruire 2 amplificatori identici per la versione stereo che richiederebbero complessivamente circa 1,8 ÷ 2 A a 24 V.
1) Vorrei sapere se non è possibile con piccole modifiche allo schema a pag. 2[illegible] del n. 6, elevare il valore della corrente a quello da me richiesto. In caso contrario vorrei che mi deste uno schema completo e il più semplice possibile, di un alimentatore stabilizzato, in grado di erogare 2 A a 24 V di elevate prestazioni.
2) Potrei usare un raddrizzatore a ponte, tipo quello per carica batterie, o si devono usare diodi speciali, tenendo conto anche della loro resistenza interna?
3) Che tensione secondaria e potenza deve avere il trasformatore d'alimentazione?
4 *a*) il commutatore d'equalizzazione che fa capo ai condensatori di 5 μF e 10 μF e alla resistenza di 33 kΩ non deve essere collegato al lato negativo del condensatore d'ingresso da 10 μF?
b) Il condensatore d'uscita del preamplificatore tra il collettore di T_2 e il potenziometro di volume non è da 50 μF invece che 5 μF?
c) Il potenziometro di volume è di 10 kΩ o è invece di 100 kΩ?
5) Per la versione stereo, penso che basti costruire due esemplari perfettamente identici e mettere il potenziometro di volume doppio a comando indipendente per il bilanciamento.
6) Quali sono le potenze e le tolleranze delle resistenze (anche quelle dell'alimentatore) e dei potenziometri?
7) Qual è il valore del condensatore del preamplificatore che dopo la resistenze di 47 kΩ dell'ingresso P. U. piezo va a massa?
8) Qual è il valore della resistenza tra la base e la massa del II transistor preamplificatore T_2?
9) Vorrei montare il tutto su basette isolanti. È critico il cablaggio?
10) In che punto posso derivarmi per avere un segnale di almeno 150 mV da inviare al mio registratore HI-FI Stereocorder 521 della Sony, senza disturbare l'amplificatore?
11) Non è possibile elevare la sensibilità dell'ingresso « P.U. magnetico » a 5 mV, per poter usare così qualsiasi tipo di rivelatore magnetico, senza inconvenienti?
12) Posso usare altoparlanti con impedenza 7-8 Ω senza inconvenienti?
Da chi posso acquistare i transistor, i diodi-zener, i condensatori di forte capacità e i potenziometri professionali.

R. 1-2) L'alimentatore di pag. 271 del n. 6/1965 de *l'antenna* può essere utilizzato sostituendo il ponte BPH 30 V, 1,4 A con altro di maggior portata in corrente. Si possono ad esempio usare 4 diodi al Germanio OC31 capaci di correnti maggiori di 2 A. Nessuna preoccupazione per l'OC26 che sopporta oltre 3 A. Abbiamo indicato l'OC31 Philips perchè di facile approvvigionamento, ma si possono naturalmente usare diodi al silicio; da escludere invece i normali raddrizzatori a ossido o al selenio.
3) La tensione secondaria, dato che il carico del raddrizzatore è capacitivo, deve essere 27 V_{eff} max, per l'uscita di 24 V_{cc}.
La sezione del filo secondario deve essere prevista per 3 A. Un'altra soluzione è quella di impiegare 2 alimentatori identici come quelli in oggetto. Infine, quello che ci sembra la cosa più semplice, si può usare lo schema di fig. 8 di pag. 184, (n. 4/1965 de *l'antenna*), completato come da fig. 1/0933.
4*a*) Conviene conservare la connessione dei due centri del doppio commutatore come è indicato in fig. 9 (pag. 184 loco citato); quale vantaggio apporterebbe la variante da Lei proposta? I 10 μF di accoppiamento non attenuano i bassi.
b) Il condensatore di uscita è di 5 μF e il potenziometro di volume è di 10 kΩ adatto alla resistenza di collettore di T_2.
5) Sì. La regolazione indipendente dei due volumi risulta un poco penosa, ma è perfettamente usabile.
6) Circa le tolleranze delle resistenze può lasciare il ± 10%.
Circa le loro potenze, basta ½ W per tutte le resistenze del preamplificatore e per quelle dei circuiti di entrata sulle basi di T_1 e di T_3; per le altre conviene 1 W, salvo quelle di T_4 che è bene siano da 2 W; il potenziometro di volume sia da ¼ W. Per l'alimentatore di fig. 8 l'unica resistenza è a filo 1 W.
7) Il condensatore in oggetto è di 2 μF.
8) La resistenza in oggetto è di 10 kΩ.
9) Il cablaggio non è critico; bisogna però collegare con filo grosso i punti di massa.
10) Conviene prelevare il segnale ai capi del potenziometro di volume per comprende la equalizzazione e i controlli di tono; se il segnale risultasse esuberante, potrà sempre essere regolato con un potenziometro all'ingresso del registratore.
11) No. Occorrerebbe un prestadio supplementare, che dovrebbe essere adattato alle caratteristiche del rivelatore usato.
12) Sì a patto di disporlo in parallelo o in combinazioni serie parallelo in modo che l'impedenza risultante di carico risulti 3 ÷ 4 Ω.
13) Tutti i transistori apparenti negli schemi in oggetto sono della Mistral e in gran parte anche della CSF (salvo il 2N388).
Ella può rivolgersi direttamente alla Mistral o alla nostra Soc. Microfarad consociata della CSF (anche per i condensatori elettrolitici). *(a.f.)*

Fig. 1/0933

0934 - Sig. Adriani A. - Bollate (Milano)

D. Sono in procinto di acquistare dei componibili per un impianto stereo HF, però per quanto concerne i boxes-altoparlanti, vorrei prepararli da solo.
L'amplificatore HF Geloso 3538, il sintonizzatore stereo Geloso 538, il cambiadischi Dual 1010 S, concorrono, limitando il costo, al complesso stereo.
Per quanto riguarda i boxes-altoparlanti avrei scelto il diffusore HF Geloso SP 301 e un Geloso tweeter TW109 per ogni box.
I due boxes-altoparlanti dovrei sistemarli agli angoli della parete. Per le dimensioni avrei deciso: cassa ad angolo retto a sezione triangolare con lati di 25 cm.
Mi occorrono elementi circa la loro costruzione.

R. L'altoparlante Geloso SP 301 è dato per la gamma da 40 Hz a 9 kHz, quindi è escluso che possano rendere molto bene i 30 Hz. Non si dovrebbero invece avere difficoltà a riprodurre i 18 kHz col tweeter TW 109;

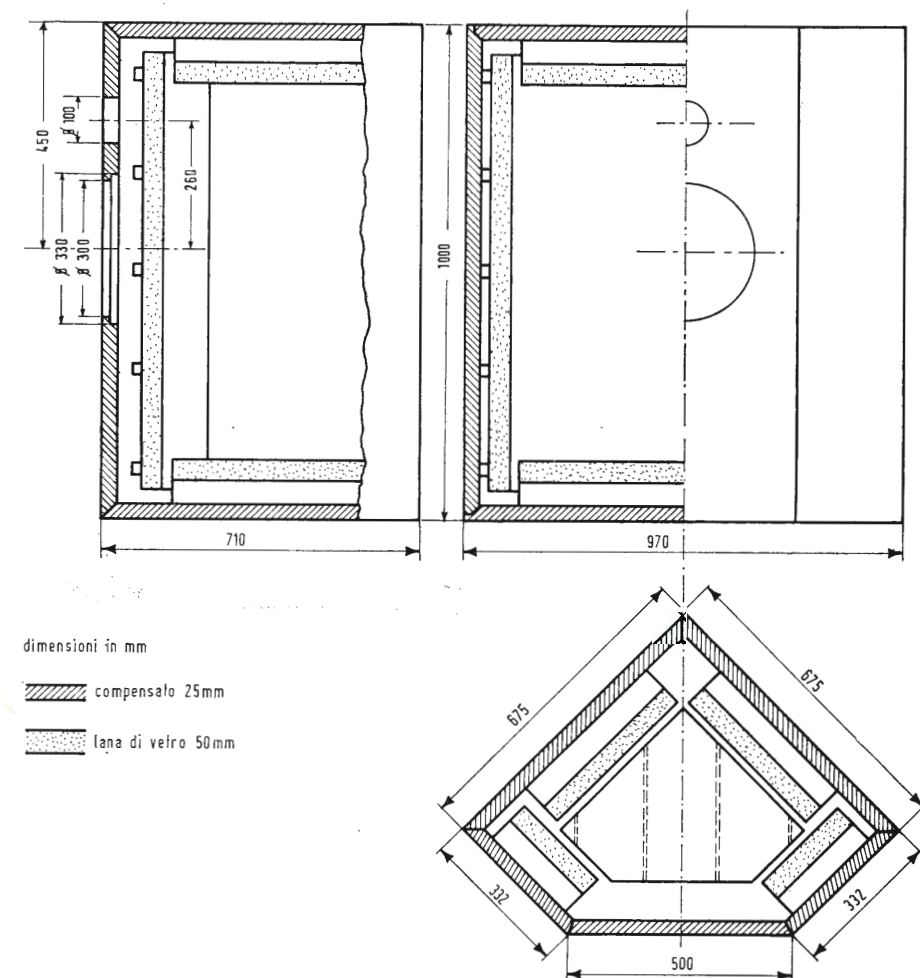



Fig. 1/0934

sempre che non intervengano attenuazioni delle alte frequenze, non imputabili all'altoparlante degli acuti. Facciamo presente che ben pochi sono i woofer che riproducono bassi sotto i 40 Hz; bisogna pensare ai Jensen o agli Altec-Lansing dai prezzi astronomici. Va da sè che l'SP 301 e il TW 109 devono essere collegati attraverso un filtro d'incrocio.
Le dimensioni per un contenitore acustico di un altoparlante ∅ 30 cm risultano sensibilmente maggiori da quelle da Lei previste. Una cassa acustica angolata a 90° adatta per un simile altoparlante è riprodotta in fig. 1/0934 Il legno è compensato da 25 mm di spessore. Internamente occorre un'intelaiatura a listelli ai quali si deve fissare la lana di vetro in lastre da 50 mm di spessore o altro assorbente acustico minerale, come la lana di roccia, (mai vegetale).
L'assorbente acustico riveste internamente tutte le pareti (tenuto però distanziato da queste mediante i listelli menzionati), salvo quella anteriore che porta gli altoparlanti. Quest'ultima parete (frontale) deve essere asportabile per rendere accessibile l'interno del mobile e fissata a questa mediante numerose viti sui 4 lati. Nella costruzione dei contenitori acustici è necessario evitare la benchè minima sconnessione, che porterebbe a fughe d'aria.
La cassa deve essere ben solida; le grandi pareti devono essere rinforzate con listelli diagonali per evitare vibrazioni. Le giunzioni fra le pareti e fra queste e il fondo e il tetto devono essere a incastro incollate ed avvitate.
Avvertiamo che un pur bravo ebanista, non avrà successo nella costruzione di mobili acustici, se non ha acquisito una lunga pratica in questo campo.
Il mobile da noi proposto è una cassa acustica tutta chiusa; se Ella desiderasse un bass-reflex, occorrerebbe praticare una finestra rettangolare di area circa 8/10 dell'area del cono utile dell'altoparlante, al disotto dell'altoparlante stesso; le dimensioni della cassa varierebbero di poco. *(a.f.)*

0935 - Sig. Prosperi A. - Roma

D. Vi prego di volermi comunicare se l'amplificatore stereo « Cosmos III », dell'Alfar Electronic, illustrato nel n. 11 del 1967 de *l'antenna* a pag. 498, è fornito già montato oppure in scatola di montaggio ed a chi posso rivolgermi per l'eventuale acquisto. Qualora ne foste a conoscenza Vi pregherei di comunicarmene anche il prezzo.

R. Le comunichiamo che il « Cosmos III » non è venduto in Italia.
Esso è venduto sia in scatola di montaggio, sia completo; i prezzi sono i seguenti:
Versione mono: scatola di montaggio 745 F; montato 1.016 F.
Versione stereo: scatola di montaggio 1.150 F; montato 1.496 F.
L'indirizzo dell'Alfar Electronic è: 48, Rue Laffitte - Paris 9e (Francia). *(a.f.)*

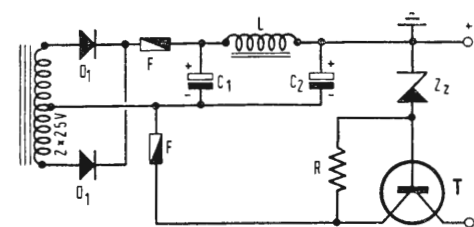
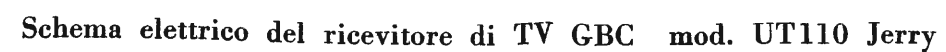
Schema elettrico del radioricevitore URANYA mod. Fidelity OM - FM - OL e Zenith OM - FM - OL

archivio schemi

TELEVISORE

GBC

Mod. UT 110 Jerry

Schema elettrico del ricevitore di TV GBC mod. UT110 Jerry

il primo volume in italiano sull'argomento

Il volume riassume i problemi che si incontrano nell'affrontare questa nuova branca dell'elettronica, dandone spiegazione e suggerendone soluzioni, con finalità essenzialmente pratiche.
Per maggiori generalità, l'argomento trattato è quello della conversione statica della energia elettrica; per evitare d'abbracciare un campo troppo vasto e per desiderio di concretezza ci si limita però alla trattazione specifica della conversione a thyristor o diodi controllati, che costituisce oggetto di una tecnica ormai separata, abbastanza diversa da quella della conversione a diodi semplici e nettamente diversa da quella della conversione a transistor.
Il volume è diviso sostanzialmente in tre parti dedicate rispettivamente ai tre tipi fondamentali di convertitori, e cioè convertitori ca/cc (raddrizzatori controllati), convertitori cc/ca (inverter), convertitori cc/cc (chopper di potenza).
Da combinazioni di questi si possono poi ricavare altri numerosi tipi di convertitori. La diversa mole delle tre parti e cioè maggiore e più completa per la conversione ca/cc, minore e meno completa per le altre due, è indice della diversa esperienza effettuata nei tre tipi di convertitori.
Gli studi ed i lavori attualmente in corso sono rivolti tra l'altro a colmare questa disuguaglianza.
Le fotografie intercalate nel testo rappresentano prototipi effettivamente realizzati ed installati in esercizio, alcuni definitivamente, alcuni per periodi di prova più o meno lunghi e testimoniano pertanto delle finalità essenzialmente pratiche del lavoro svolto e del volume scritto.
Il contenuto di questo volume rispecchia l'attività svolta nel settore delle « correnti forti » dal L.A.E. (Laboratorio Applicazioni della Sezione ELCOMA).

Sono di prossima pubblicazione monografie sulla tecnica operazionale, sui magneti permanenti, sui controlli elettronici, sui transistor di potenza e sulla logica industriale.

Questo volume è in vendita presso: BIBLIOTECA TECNICA PHILIPS p.za IV Novembre 3, 20124 Milano
al prezzo di L. 2.000

PRESENTAZIONE DI UNA NUOVA SERIE CARTRIDGE AD ALTA FEDELTÀ

Studiate con la massima costanza di angolazione *TRACKABILITY* il più importante progresso nella riproduzione del suono, sin dall'avvento della stereofonia

V-15 TYPE II

SUPER-TRACK™

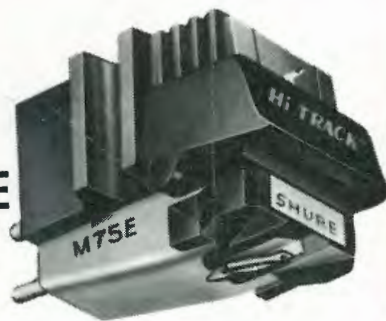
CARTRIDGE

La testina magnetica SUPER-TRACK V-15 tipo II, radicalmente nuova segna una nuova epoca nelle prestazioni delle testine a cartuccia... l'era di una perfetta costanza di angolazione. Grazie a ciò, qualsiasi disco fornisce un suono migliore e più fedele, e — in pratica — è come ascoltare per la prima volta alcune registrazioni, lette con una minima pressione di contatto, senza distorsione! Per apprezzarne le qualità, basta udire una sola volta un disco riprodotto con questa cartuccia, che ha già stabilito un nuovo standard tra gli audiofili ed i critici di maggior grido. Lo stilo ellittico bi-radiale segue il solco con una pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi.

M75E

HI-TRACK

CARTRIDGE

Le migliori prerogative di funzionamento, con un prezzo modesto

Deriva dalla nuova generazione di cartucce che forniscono la massima costanza di lettura, ed un suono esente da distorsioni, anche durante la riproduzione di dischi a solco di difficile lettura. Il costo di questa testina è sorprendentemente esiguo. Lo stilo ellittico bi-radiale esercita una pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi. Munito di stilo M75-6 a struttura conica, da 0,0132 millimetri. Si presta particolarmente all'impiego nei vecchi tipi di giradischi, funzionanti con pressioni comprese tra 1,5 e 3 grammi. È previsto anche il modello M75G, per cambiadischi speciali di tipo Dual. Anche in questo modello lo stilo è di struttura conica da 0,0132 millimetri, e funziona con pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi.

SHURE M55E

TUTTE LE PREROGATIVE PIÙ AUSPICABILI

Caratteristiche di funzionamento professionali con un costo modesto. Munita di stilo di diamante ellittico bi-radiale, funzionante con angolazione di 15 gradi, per eliminare qualsiasi traccia di distorsione armonica e intermodulazione e attrito. Apporta un vero e proprio miglioramento alla fedeltà sonora dell'impianto di amplificazione, sia in applicazioni stereo, sia in impianti monotonici. Funziona con pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi. Rappresenta la scelta migliore da parte dell'appassionato di alta fedeltà che desidera ottenere un'eccellente riproduzione con minima spesa.

QUESTE TESTINE

CONSENTONO LA MIGLIORE QUALITÀ DI RIPRODUZIONE SONORA CON UN COSTO LIMITATO

Rappresentante generale per l'Italia

20129 MILANO - V.le Premuda, 38A

Telefono 795.762 - 795.763 - 780.730

SHURE M44 SERIES

I modelli economici che dettano legge

La serie M44 è costituita da testine i cui valori estremamente bassi della distorsione armonica e per intermodulazione, unitamente all'eccellente separazione tra i canali, determina un effetto stereofonico superlativo. Lo stilo è di tipo rientrante.
Mod. M44-5 con stilo da 0,0127 millimetri, funzionante con pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi • Mod. M44-7 con stilo da 0,0177 millimetri, per pressioni comprese tra 1,5 e 3 grammi • M44C con stilo da 0,0177 millimetri, per pressioni comprese tra 3 e 5 grammi • Mod. M44E, con stilo da 0,0101 x 0,0177 millimetri ellittico bi-radiale, per pressioni comprese tra 1,75 e 4 grammi • Mod. M44G, con stilo da 0,0132 millimetri, per pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi.